

東京大学 大学院新領域創成科学研究科
基盤科学研究系
先端エネルギー工学専攻

平成 24 年度

修士論文

シーケンシャル回転アレーアンテナを用いた
小型飛行体への無線電力伝送の送電系の開発

2013 年 2 月提出
指導教員 小紫 公也 教授

47116084 宮代 健吾

目次

第 1 章 序論	1
1.1 背景	
1.2 マイクロ波を用いた無線電力伝送	
1.3 小型飛行体への無線電力伝送	
第 2 章 基礎理論	4
2.1 Q値とプリント基板	4
2.1.1 プリント基板のパラメータ	
2.1.2 Q 値	
2.1.3 放射効率 η	
2.1.4 帯域幅 B_r	
2.1.5 プリント基板選定の基準	
2.2 ポインティングベクトルと利得	7
2.2.1 ポインティングベクトル	
2.2.2 指向性利得	
2.2.3 絶対利得	
2.2.4 利得と有効開口面積	
2.2.5 フリスの伝達公式	
2.2.6 方形パッチアンテナの指向性利得と誘電率依存性	
2.3 マイクロストリップラインの分配回路とフェーズドアレーアンテナ	13
2.3.1 ウィルキンソン・パワーデバイダー	
2.3.2 フェーズドアレーアンテナ	
2.4 円偏波	15
2.4.1 偏波の種類	
2.4.2 軸比	
2.4.3 方形 MSA の円偏波化	

- 2.4.4 シーケンシャル回転アレー
- 2.4.5 円偏波アンテナの S_{11} 特性
- 2.4.6 偏波それぞれの特徴

第3章 実験装置と実験結果.....21

3.1 実験装置と動作の確認結果.....21

- 3.1.1 送電装置の概略
- 3.1.2 発振器とアンプの動作確認結果
- 3.1.3 移相器の動作確認結果

3.2 4素子サブアレーSRA パッチアンテナの設計・開発...28

- 3.2.1 4素子サブアレーSRA パッチアンテナの設計・開発
- 3.2.2 素子間隔の決定
- 3.2.3 アンテナの設計目標
- 3.2.4 製作したアンテナそれぞれの S_{11} 特性の測定結果
- 3.2.5 製作したアンテナそれぞれの軸比の測定結果

3.3 フェーズドアレーアンテナの実験.....33

- 3.3.1 フェーズドアレーアンテナの実験
- 3.3.2 フェーズドアレーアンテナの実験の測定結果

3.4 指向性利得の計算39

- 3.4.1 指向性利得の計算の信頼性
- 3.4.2 送電アンテナの指向性利得の計算
- 3.4.3 含有電力の計算
- 3.4.4 放射パターンの測定結果と計算結果の比較
- 3.4.5 ビーム走査した場合の放射パターンの評価

第4章 結論.....49

- 4.1 プリント基板のパラメータ
- 4.2 実験装置
- 4.3 4素子サブアレーSRA パッチアンテナの製作
- 4.4 フェーズドアレーアンテナの実験

- 4.5 指向性利得の計算
- 4.6 まとめと今後の展望

参考文献.....	52
-----------	----

学会発表.....	53
-----------	----

謝辞.....	55
---------	----

第 1 章 序論

1.1 背景

近年，無線電力伝送の研究が盛んに行われている^[1]．無線電力伝送には様々な利点が挙げられる．まず充電インフラを整備することでこま目に充電でき，モバイル端末や電気自動車のバッテリーの小型化が可能となり，充電の際にケーブルを接続する手間も省け，雨の際の感電の危険も無くなる．また家電製品のケーブルを無くすことで自由度の高い配置が可能となり，金属接点を無くすことで脱着を繰り返した場合でも端子の破損を気にしなくて済むなどのメリットがある．そして宇宙から地上や，地上から飛行機など，ケーブルでは送電できない物体にも無線なら送電できるようになる．

この無線電力伝送技術は原理の違いから 3 種類に大別できる．まず一つ目に電磁誘導方式である．家庭用の電話の子機や電動歯ブラシなど 1990 年代から広く実用化されている．原理は 2 つのコイルを利用し，ファラデーの電磁誘導の法則を利用したものである．2 つ目は磁気共鳴方式である．現在，様々な企業や大学が研究に励んでいる．2 つのコイルの共振を利用し，90% 程度の高効率で数メートルの送電が可能となり，電気自動車や家電製品への給電が検討されている．3 つ目にマイクロ波方式であり，宇宙から地上への送電や，地上から上空の飛行体への送電が考えられる．本研究でもマイクロ波方式を用いており，次で詳しく述べる．

1.2 マイクロ波を用いた無線電力伝送

主に 2.45GHz または 5.8GHz の電磁波を用いてアンテナを利用して電力を送る技術である。一般的に送電効率が低いと考えられるが、送電距離に適したアンテナの大きさを選べば効率は確保できる。この技術は主に太陽発電衛星の開発の過程で発展してきた(図 1.1)。太陽発電衛星とは静止軌道上に衛星を配置し、搭載した太陽電池で発電した電力をマイクロ波に変換し、地上に送電するというもので、高効率で安定した発電が期待できる。またマイクロ波送電は有線では難しい移動体への無線送電に適している。1987 にカナダの SHARP や 1992 年に京都大学や神戸大学らの研究グループにより行われた MILAX がある^{[2],[3]}。これらマイクロ波送電飛行機は最終的に成層圏プラットフォームを目指した実証実験であり、無燃料で成層圏を飛び続ける無線中継用飛行機の実証を目指したものだ。

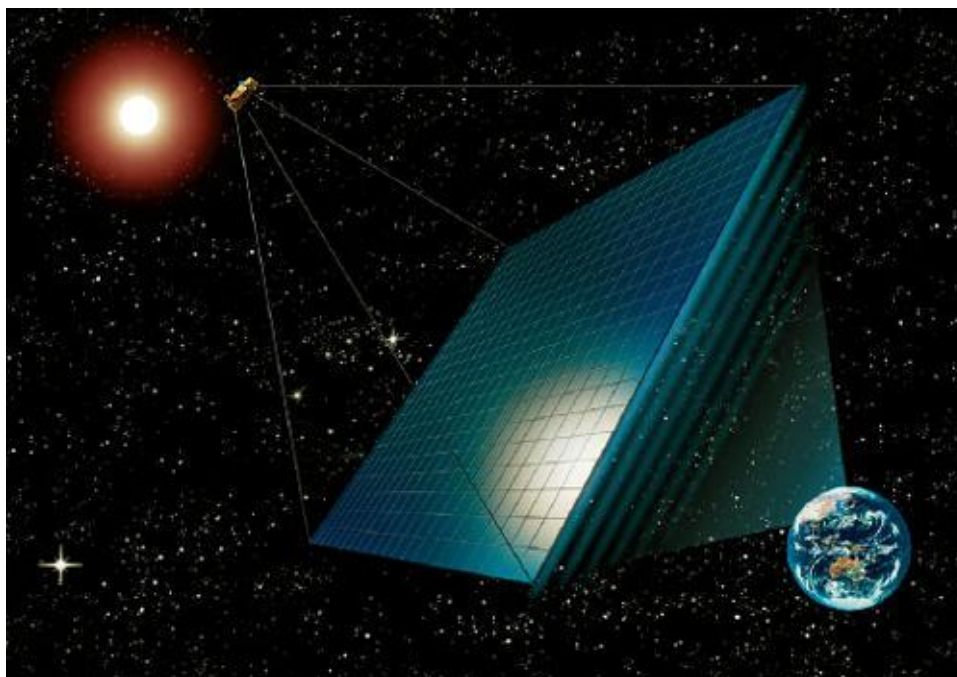


図 1.1 太陽発電衛星 USEF モデル^[4]

1.3 小型飛行体への無線電力伝送

当研究室では小型飛行体への無線電力伝送の研究を行っている(図 1.2). カメラやマイクを搭載し, 災害地などの人の立ち入りが困難な場所の偵察を目的とした小型飛行体である. 本研究のコンセプトとして, バッテリー残量の少ない飛行体がパワーステーション上を旋回し, 地上から照射されたマイクロ波を飛行体の搭載したレクテナにより受電して整流し, バッテリーを充電するといった流れになっている.

本無線電力伝送システムは3つのサブシステムから構成されている(図 1.2). 3つのサブシステムとは, まず飛行体から発信される 2.45GHz のパイロット信号を地上の4つのアンテナで受信し, その受信信号の位相差からパイロット信号到来角を推定する追尾システム, 次に 5.8GHz のマイクロ波ビームを地上から推定したパイロット信号到来角へ電力を送る送電システム, 最後に地上から送電された 5.8GHz マイクロ波を受電し, 直流へ整流する受電システムである. 本論文では送電システムの開発について述べる.

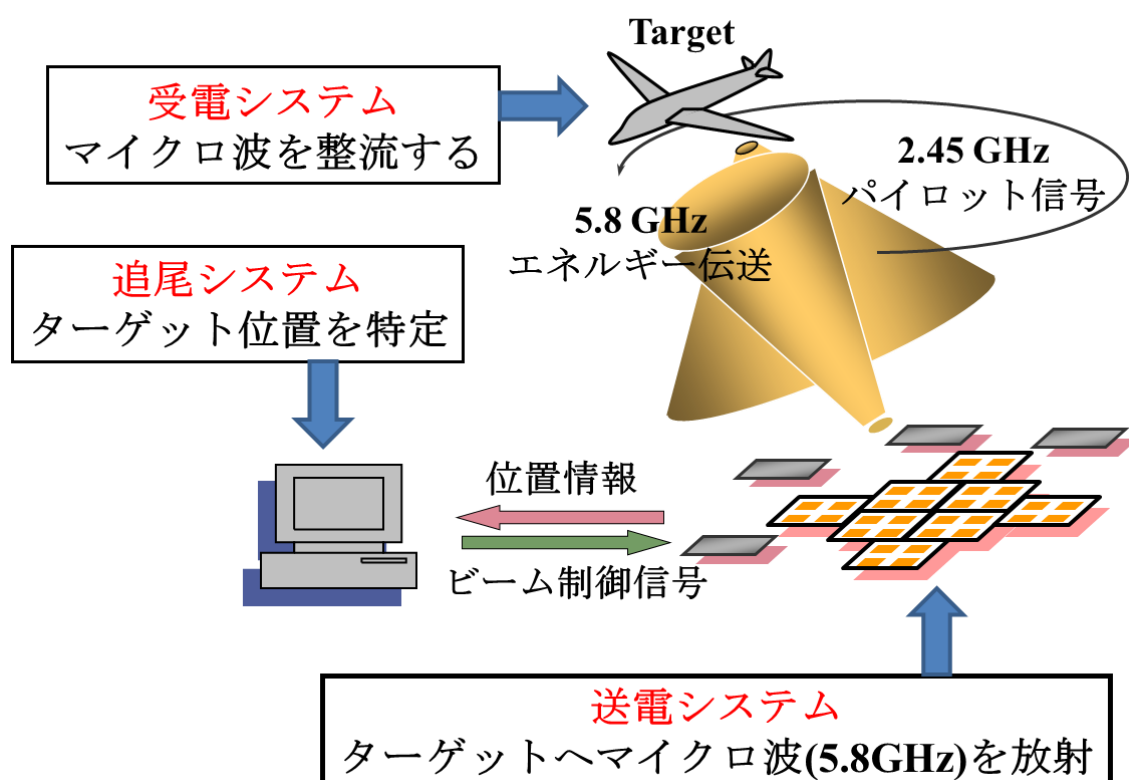


図 1.2 無線電力伝送の概略図

第2章 基礎理論

ここではマイクロ波の無線電力伝送において重要となる基礎理論を述べる

2.1 Q 値とプリント基板

送電アンテナにはパッチアンテナ(マイクロストリップアンテナ:MSA)を用いる。MSAはプリント基板を用いたアンテナで Q 値が重要なパラメータとなる、アンテナにとって Q 値は低いほどよい、ここでは Q 値について述べる^[5]。

2.1.1 プリント基板のパラメータ

図 2.2.2 の直線偏波 MSA の図から分かるようにプリント基板には様々なパラメータがある。まず誘電体厚 t ，誘電正接 $\tan\delta$ ，比誘電率 ϵ_r ，導体厚 h ，導電率 σ である。ここではこれらのパラメータを用いて議論する。

2.1.2 Q 値

Q 値とは振動の状態を表す無次元量で、1周期の間に系から失われるエネルギーと蓄えられるエネルギーの比で以下のように定義される。

$$Q_0 = \omega \frac{W_T}{P_t} \quad (2.1.1)$$

ω は角周波数、 W_T は共振系に蓄えられる電磁エネルギーの時間平均値、 P_t は単位時間当たり失われるエネルギーである。アンテナ設計においては放射されるエネルギーが多いと望ましいので、 Q 値は低いほど良い。

ここで、放射による電力を損失とみなし、この損失電力(放射損)を P_r ，プリント基板の誘電正接 $\tan\delta$ による損失電力(誘電体損)を P_d ，MSA 素子の上下導体による損失電力(導体損)を P_c とすれば、 P_t は次式で表せる。

$$P_t = P_r + P_d + P_c \quad (2.1.2)$$

また、放射損に起因する Q_0 を Q_r ，誘電体による Q_0 を Q_d ，導体損による Q_0 を Q_c ，とすれば Q_r ， Q_d および Q_c は次式で表示される。

$$\begin{aligned} Q_r &= (\omega W_T / P_r) \\ Q_d &= (\omega W_T / P_d) \\ Q_c &= (\omega W_T / P_c) \end{aligned} \quad (2.1.3)$$

従って Q_0 の式は以下ようになる。

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (2.1.4)$$

ここで表皮深さ(skin depth) δ_s を定義する. 表皮深さ導体中の電流の通っている深さを示し, 以下の式で表す.

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (2.1.5)$$

μ は透磁率で, σ は導電率を示す. 導体が銅で 5.8GHz では $\delta_s=0.86 \mu\text{m}$ と計算でき, 市販されてるプリント基板の導体厚が $18\mu\text{m}$ または $35\mu\text{m}$ なので, 電流は導体厚の 2~5%程度の深さを流れていることが分かる. 方形 MSA の場合は Q_r , Q_d および Q_c は次式で表示される. なお Q_r は近似式である.

$$Q_r = \left(\frac{3}{8}\varepsilon_r \frac{\lambda}{t}\right) \quad \varepsilon_r > 2$$

$$Q_r = \left[\frac{\pi^2\sqrt{\varepsilon_r}}{(2\pi)^2 - 16\sqrt{\varepsilon_r}}\right]\left(\frac{\lambda}{t}\right) \quad \varepsilon_r \leq 2 \quad (2.1.6)$$

$$Q_c = \frac{t}{\delta_s}$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan\delta}$$

2.1.3 放射効率 η

放射効率 η とは放射損 P_r , 誘電体損 P_d , 導体損 P_c の 3 つの損失のうち放射損 P_r の割合である. 放射効率 η が高いほど良いアンテナとなる. 放射効率 η は次式で表せる.

$$\eta = \frac{Q_0}{Q_r} \quad (2.1.7)$$

従って η は Q_0 と Q_r を決定すれば求めることができる. すなわちプリント基板の定数である比誘電率 ε_r , 銅箔の導電率 σ , 誘電体正接 $\tan\delta$ および誘電体厚 t が与えられると, MSA の放射効率 η を求めることができる. 式から誘電率 ε_r は低く, 誘電体厚 t は厚く, 誘電正接 $\tan\delta$ 小さいほど放射効率 η は高くなる.

2.1.4 帯域幅 B_r

次いで帯域幅 B_r について述べる．帯域幅とは所望の S_{11} 特性(または VSWR)を得られる周波数の帯域である． B_r は以下の式で表せる．

$$B_r = \frac{(\rho - 1)}{Q_0 \sqrt{\rho}} \quad (2.1.8)$$

ρ は所望の定在波比(VSWR)に対応するものであり，VSWR=2.0 の時は，帯域幅 B_r は $B_r = (70/Q_0)$ [%]と表示されるので，例えば Q_0 が 35 の場合は $B_r = 2\%$ (VSWR ≤ 2.0)と与えられ，所望の共振周波数が 5.8GHz の場合， $5.8\text{GHz} \pm 2\%$ が VSWR ≤ 2.0 が満たされる周波数帯域となる．式から Q_0 が低いことが望ましく，低 Q_0 化のために誘電率 ϵ_r は低く，誘電体厚 t は厚く，誘電正接 $\tan\delta$ は大きいほど帯域幅 B_r は高くなる．

2.1.5 プリント基板選定の基準

プリント基板を選定する場合，導体厚 h は実効誘電率に影響するだけで他には影響しない事と，市販品の導体は一般的に銅であるため，ここでは導体厚 h と導電率 σ はプリント基板の選定では考慮しない．よって誘電率 ϵ_r ，誘電体厚 t ，誘電正接 $\tan\delta$ の 3 つを考慮する．

この 3 つの定数により放射効率 η と帯域幅 B_r は算出できる．計算においては ϵ_r と t の影響が大きく $\tan\delta$ の影響は比較的小さい．また $\tan\delta$ の値が大体 0.0009～0.0035 程度であり，この振れ幅で帯域幅 B_r は $\tan\delta$ の影響をあまり受けない，よって放射効率 η を高める為に $\tan\delta$ はできるだけ小さいほど良い．

放射効率 η と帯域幅 B_r の向上の為に誘電率 ϵ_r は低く，誘電体厚 t は厚い方が良い．しかしそれではマイクロストリップライン (MSL) が太くなってしまう．あまりに MSL が太いと分配回路やカーブするラインが設計し辛くなるので，MSL が太くなり過ぎない程度に誘電率 ϵ_r は低く，誘電体厚 t は厚くすると良い．

また銅箔の種類には電解銅箔と圧延銅箔の 2 種類がある．圧延銅箔の方が表面に凹凸が少なく，経験的に 20 または 30GHz 以上では性能が安定するが，5.8GHz ではどちらを使おうと差は見られない．銅箔厚は市販品では 18, 35 μm の 2 種類が多い，MSA の製作精度の向上のために薄いほうが望ましい．

2.2 ポインティングベクトルと利得

アンテナの方向別の放射強度を議論する上でポインティングと利得について述べる．ポインティングベクトルは電界と磁界の積で電力密度の次元となり，利得は相対値で無次元である．

2.2.1 ポインティングベクトル

電磁波は電界と磁界の振動が進行方向に対して垂直に振動してエネルギーを伝播する．電界と磁界の振動面は常に直交することがわかっている．電磁波が伝播する様子を図 2.2.1 に示す．図 2.2.1 は x 軸方向に電界 \mathbf{E} が振動し， y 軸方向に磁界 \mathbf{H} が振動し， z 軸方向に伝播している．

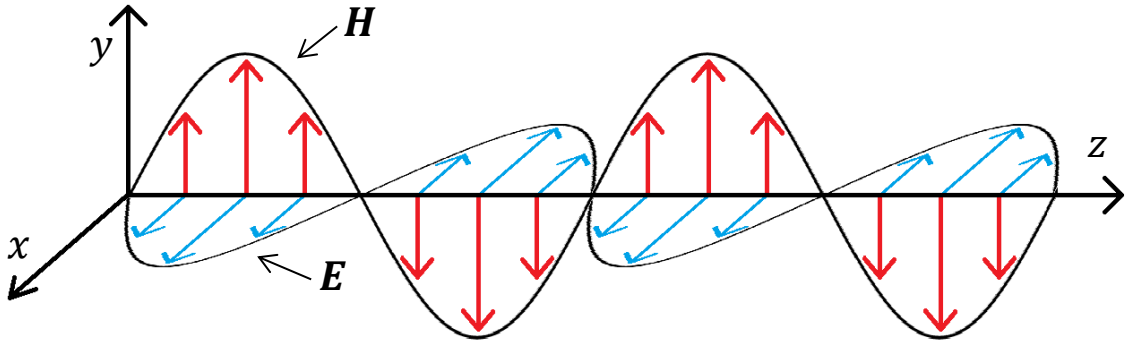


図 2.2.1 電磁波の伝播

無線電力伝送で送電系を考える上で，ある方向に対して単位面積あたりにどれだけのエネルギーが放射されているかは重要な要素となる．これを議論するポインティングベクトルを考える．ポインティングベクトルは以下の式で表せる^[5]．

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (2.2.1)$$

\mathbf{S} はポインティングを表し，ある方向の電力密度を表す． \mathbf{E} と \mathbf{H} は同じ媒質中なら一定の比で表せる．

$$\eta = \left| \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{H}} \right| = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.2.2)$$

η は空間のインピーダンスといい， μ は透磁率， ϵ は誘電率である．真空中では $\eta_0 = 377(120\pi)$ と定数で与えられ，しばしば空気中でも用いられる．ポインティングベクトルは η を用いて以下のように書き表せる．

$$S = \frac{E^2}{\eta} \quad (2.2.3)$$

一般に電界 \mathbf{E} は極座標 (r, θ, ϕ) で表せる3次元の関数となり、以下の式で表す

$$\mathbf{E}(r, \theta, \phi) = E(r, \theta, \phi) \times \exp\{j(\omega t - kr + \phi)\} \times \mathbf{t} \quad (2.2.4)$$

ω は角周波数、 t は時間、 k は波数、 r は波源から観測点までの距離、 ϕ は初期位相、 \mathbf{t} は振動面方向の単位ベクトルである。振幅の関数 $E(r, \theta, \phi)$ の式はアンテナの種類や寸法により決定し、そのアンテナの放射パターンを表す。アレーアンテナのポインティングベクトルを考えるときは、波の重ね合わせより、それぞれのアンテナから放射される電界の和を取り、それを式(2.2.3)に従い二乗することでポインティングベクトルを計算する。なお E を変数によらない定数とみなした場合のアレーアンテナのポインティングベクトル（または放射パターンの計算）をアレーファクタと呼ぶ。アレーアンテナの放射パターンは個々のアンテナの放射パターンより素子の配置や初期位相に大きく依存するため、アレーファクタで議論することもある。

2.2.2 指向性利得

利得とはある方向にどれだけ電力を強く放射するかの割合である。電力を全方向に均一に放射する（ある一定の距離で全方向において電力密度が等しい）アンテナをアイソトロピックアンテナと呼び、アイソトロピックアンテナの電力密度との比で表す。指向性利得ではアイソトロピックアンテナに与える電力 P_r はポインティングベクトルを十分遠方の距離 r の球面で全方向にわたって面積積分することで求める。ここでの P_r は式(2.1.2)のものと違うので注意が必要である。指向性利得 G_d は以下の式となる^[5]。

$$\begin{aligned} G_d &= \frac{S}{P_r/4\pi r^2} \\ G_d &= \frac{S}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi S r^2 \sin\theta d\theta d\phi / 4\pi r^2} \\ &= 4\pi \frac{S}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi S \sin\theta d\theta d\phi} \\ &= 4\pi \frac{E^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi E^2 \sin\theta d\theta d\phi} \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

指向性利得 G_d は無次元量だがデシベル表記し、dB_iで表す。アイソトロピックアンテナの利得は全方向で0dB_iである。遠方界を想定しており (θ, ϕ) の2変数の関数となる。計算の過程で距離 r は消滅する。遠方界の条件はアンテナにより様々でありここでは省略する。

2.2.3 絶対利得

アンテナ自身になんら損失に寄与する要素がなければ，アンテナに入力された電力はすべて放射され，放射電力は入力電力に等しくなる．しかし実際には誘電体損や導体損が存在し，またアレーアンテナのようになんらかの給電回路を必要とするアンテナでは，給電回路による損失が存在する．このようなアンテナ自身による損失を考慮した利得は，一般に絶対利得または電力利得と呼ばれ，次式で表される^[6]．

$$G_a = \eta_a G_d$$
$$\left(\eta_a = \frac{P_r}{P_{in}} \right) \quad (2.2.6)$$

絶対利得 G_a は無次元量であり，指向性利得 G_d 同様に単位は dBi である．ここでの P_{in} はアンテナに入力された電力である． η_a は損失の割合を示す係数で，シングル MSA なら η_a は式(2.1.7)の放射効率 η と等しくなる（インピーダンスの不整合による反射を考慮していない為）．アレーアンテナでは給電回路の損失も含まれるため η_a は式(2.1.7)の放射効率 η より低くなる．

2.2.4 動作利得

絶対利得ではアンテナ上での損失を考慮したが，動作利得ではさらにインピーダンスの不整合も考慮する．インピーダンスの不整合があるとアンテナに入力された電力のうち，反射電力が大きくなる．反射電力の割合は S_{11} 特性を測定すればわかる．動作利得は以下の式で表す．

$$G_w = \eta_w G_a = \eta_w \eta_a G_d$$
$$(\eta_w = 1 - S_{11}) \quad (2.2.7)$$

それぞれの利得同様に動作利得 G_w も単位は dBi である．またそれぞれの利得には以下の関係がある．

$$G_w \leq G_a \leq G_d \quad (2.2.8)$$

指向性利得 G_d が一番理想的であり，絶対利得 G_a はアンテナ上での損失を考慮しており，さらに動作利得 G_w は反射電力の割合も考慮しているためである．

2.2.4 利得と有効開口面積

有効開口面積とはその名の通りアンテナにとって有効な開口面積であり，しばしば電力の受信で議論される．有効開口面積と利得は以下の関係があることがわかっている^[5]．

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (2.2.9)$$

A は有効開口面積で λ は自由空間中の波長， G は利得である．

2.2.5 フリスの伝達公式

受信電力は電力密度と有効開口面積の積で与えられる．電力密度は送信アンテナの利得 G_t と送電電力 P_t と送電距離 r から計算でき，有効開口面積 A_r は受信アンテナの利得から計算できる．受信電力 P_r ，は以下の式となる．

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi r^2} G_t \times A_r \quad (2.2.10)$$

受信側の有効開口面積 A_r を利得 G_r に変換する．

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi r^2} G_t \times \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad (2.2.11)$$

式変形すると

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_t G_r \quad (2.2.12)$$

式(2.2.10)をフリスの伝達公式という．この式は受信側の有効開口面積中の電力密度が一定と見なせる遠方でのみ成り立つ．あまりに距離が短く利得が高いと式(2.2.12)の右辺が大きくなり，計算上で受信電力が送電電力を上回るので注意が必要である．

2.2.6 方形パッチアンテナの指向性利得と誘電率依存性

図 2.2.2 のような方形 MSA では a と b の大きさは以下の式となる．

$$a = b = \frac{\lambda}{2} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{2f} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.2.13)$$

c は光速， f は共振周波数， ϵ_{eff} は実効誘電率である．実効誘電率 ϵ_{eff} は理論式が存在し誘電体厚 t ，導体厚 h ，基板の誘電率 ϵ_r ，エレメントの大きさ a と b の関数となるが，大抵理論式と実測値は一致しない． ϵ_{eff} の大きさは基板の誘電率 ϵ_r の大きさとほぼ同じで $\epsilon_{eff} = \epsilon_r \pm 1\%$ 程度である．図 2.2.2 のような正方形では直線偏波が放射される． $a \neq b$ でも調節次第で共振する．また図 2.2.2 で $x - z$ 平面が電界の振動面(E 面)で $y - z$ 平面が磁界の振動面(H 面)である．

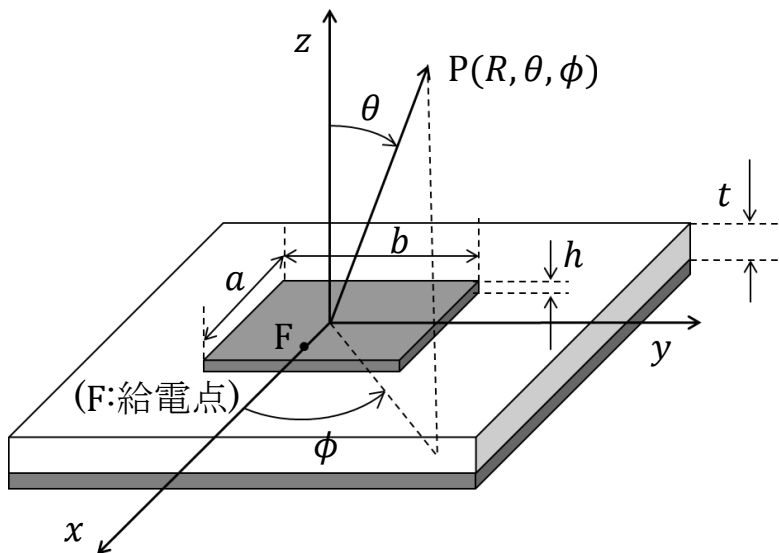


図 2.2.2 直線偏波 MSA

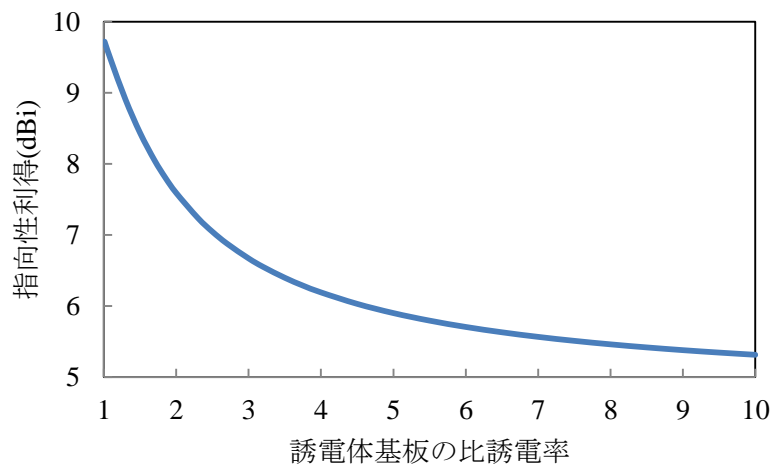


図 2.2.3 方形 MSA の誘電率の利得依存性

図 2.2.2 の方形 MSA 電界の式は以下で与えられる^[5].

$$\begin{aligned} E_\theta &= -jKf(\theta, \phi)\cos\phi \left\{ \frac{\varepsilon_r - \sin^2\theta}{\varepsilon_r - (\sin\theta\cos\phi)^2} \right\} \\ E_\phi &= jKf(\theta, \phi)\cos\theta\sin\phi \left\{ \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - (\sin\theta\cos\phi)^2} \right\} \end{aligned} \quad (2.2.14)$$

ここで $f(\theta, \phi)$ および定数 K は以下のようになる.

$$\begin{aligned} f(\theta, \phi) &= \left\{ \frac{\sin(u)}{u} \right\} \cos(v) \\ u &= \left(\frac{k_0 b}{2} \right) \sin\theta \sin\phi \\ v &= \left(\frac{k_0 a}{2} \right) \sin\theta \cos\phi \\ K &= \left(\frac{V_0 k_0 b}{\pi} \right) \left\{ \frac{\exp(-jk_0 R)}{R} \right\} \end{aligned} \quad (2.2.15)$$

電界がわかれば指向性利得は計算できる. 以下の式となる.

$$G_d(\theta, \phi) = \frac{4\pi |E(\theta, \phi)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} |E(\theta, \phi)|^2 \sin\theta d\theta d\phi} \quad (2.2.16)$$

ここで $|E(\theta, \phi)|^2 = |E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2$ である. 式(2.2.5)と式(2.2.16)では θ の積分範囲が違うので注意が必要である. 式(2.2.16)は MSA のグラウンド板が無遠慮を想定しており, 後ろ側には放射しないと考えるためである.

式(2.2.14)より電界は誘電率の依存性があり, 指向性利得も誘電率依存性を持つ. 図 2.2.3 に誘電率と方形 MSA の指向性利得の関係を計算したものを示す. 計算では簡単のため $a = b = \lambda/2\sqrt{\varepsilon_r}$ とした. 誘電率が低くなると利得が向上することが分かる. 式(2.2.13)より誘電率が低ければ MSA の実面積が大きくなり, 有効開口面積が拡大することで利得が向上するとも解釈できる. また誘電率が大きくなると指向性利得は低下し, 放射効率 η も低下するので絶対利得はさらに低下する. 計算に用いた周波数は 5.8GHz であるが, 周波数依存性は見られない. 式(2.2.15)中の $k_0 a$ または $k_0 b$ が周波数に依存しない為である.

式(2.2.15)中の V_0 は方形 MSA に励起される電圧の振幅だが, 式(2.2.16)の指向性利得には依存しないため任意定数で良い. またアレー化する際は各波源の位置はバラバラで各波源から測定点 $P(R, \theta, \phi)$ までの距離は変化する, よって式(2.2.15)の K は変数となるので注意が必要である.

円偏波 MSA の指向性利得を計算する場合は, 同じ位置に波源を 2 つ用意し, 電界の和をとる時に一方の電界の ϕ が 90deg 大きいもので和を取り, 直交する 2 つの電界の和を表現してやる. さらに位相差を 90deg 与えてやれば良い.

2.3 マイクロストリップラインの分配回路とフェーズドアレーアンテナ

アレーアンテナを形成するには分配回路が必要である．製作予定のアンテナにはマイクロストリップライン(MSL)の分配回路を含むのでここで議論し，フェーズドアレーについても述べる

2.3.1 ウィルキンソン・パワーデバイダー

MSL における電力分配または合成の理論である．プリント基板上で電力を N 分配する場合、入力側のインピーダンス Z_0 に対して分配側のインピーダンス Z と分配後の伝送線路長 a は以下の式で表す^[7]．

$$Z = Z_0 \times \sqrt{N} \quad (2.3.1)$$

$$a = (2n + 1)\lambda' / 4 \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (2.3.2)$$

インピーダンスはマイクロストリップラインの幅に依存する． $\lambda' = \lambda / \sqrt{\epsilon_{eff}}$ であり，誘電率による波長が短縮される．基本は $a = \lambda' / 4$ だが、回路設計の都合で長くすることもある．

図2.3.1は最も一般的な2分配器(ウィルキンソン・カプラ)である．図中の Z と R は $Z_0 = 50\Omega$ とした場合の数値である．ポート2, 3のインピーダンスは自由を選ぶが，一般的にコネクタは 50Ω なのでポート2, 3も 50Ω 線路で接続する．なお合成器として使用するなら吸収抵抗 R は必要だが，分配器として使用するだけなら吸収抵抗 R は必要ない．

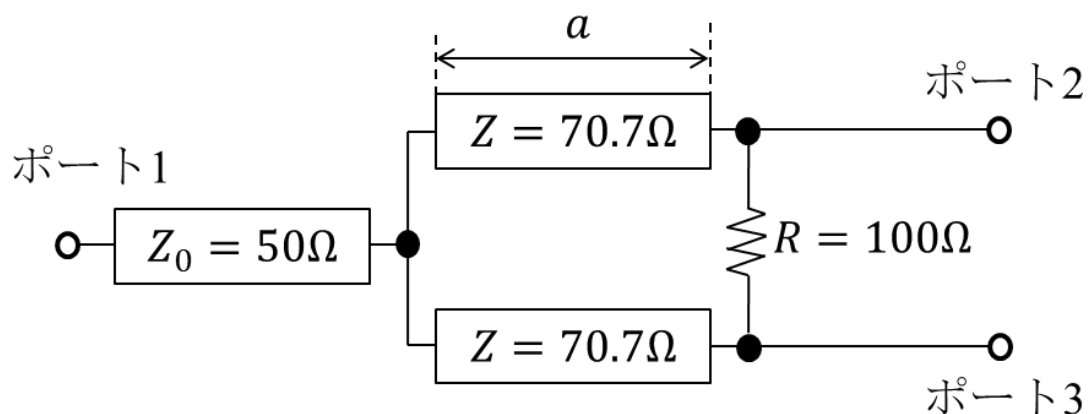


図 2.3.1 ウィルキンソン・カプラの概念図

2.3.2 フェーズドアレーアンテナ

電子回路上でアレーアンテナそれぞれに給電されるマイクロ波の位相を制御することでマイクロ波ビームの方向を制御できるアンテナで、機械的な制御と比べて応答性が早く、正確である。概念を図 2.3.2 に示す。マイクロ波ビームの進行方向は等位相面に対して垂直となる。アンテナの間隔 d ，設定位相差 ϕ ，ビーム振れ角 θ との関係は以下の式となる。

$$\sin\theta = \frac{\phi}{d} \quad (2.3.3)$$

また M 素子リニアアレーの場合のビーム振れ角の誤差 $\Delta\theta$ と設定位相差の誤差 $\Delta\phi$ の関係は以下の式となる^[8]。

$$\Delta\theta = \frac{2\lambda}{(\pi d \cos\theta) M^{1.5}} \Delta\phi \quad (2.3.4)$$

上式よりビームが振れれば誤差が大きくなることが分かる。

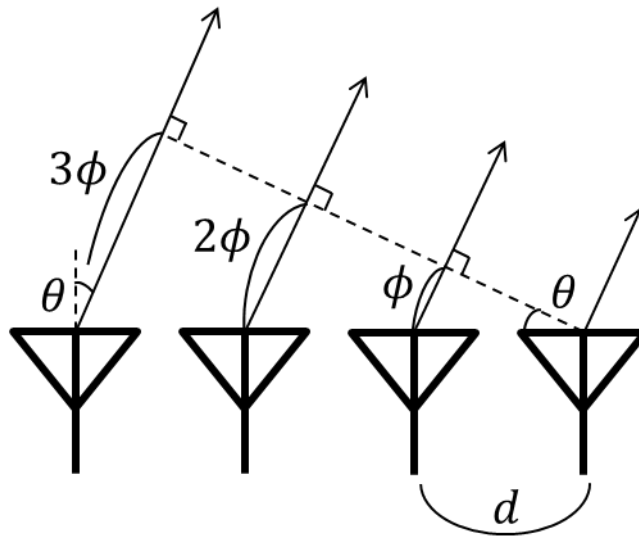


図 2.3.2 フェーズドアレーアンテナ概念図

2.4 円偏波

当研究室のマイクロ波による無線電力伝送は送電目標が旋回することを想定している為、旋回角に依存させないため円偏波で送電する．ここでは円偏波について述べる．

2.4.1 偏波の種類

電界と磁界の振動面は常に直交するため電界の振動のみ考える．偏波は 3 種類考えることができる．まず直線偏波で常に同一面で電界が振動するものである．次に円偏波で電界の振動面が回転していて常に振幅が一定のものである．3 つめに楕円偏波で振動面が回転していて回転角に応じて振幅が変化するものである．それぞれの条件をz軸方向に伝播する 2 つの電界で考える．x軸とy軸方向にそれぞれに振動する電界を \mathbf{E}_x と \mathbf{E}_y とし，簡単のためそれぞれの以下の式で表現する．

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_x &= E_x \sin(\omega t + \phi_x) \mathbf{x} \\ \mathbf{E}_y &= E_y \sin(\omega t + \phi_y) \mathbf{y}\end{aligned}\tag{2.4.1}$$

表 2.4.1 に 3 種類の偏波の条件についてまとめた^[5]．表の条件を満たすときに $\mathbf{E}_x + \mathbf{E}_y$ のベクトルの軌跡はそれぞれ直線，円，楕円となる．

表 2.4.1 偏波それぞれの条件

直線偏波	円偏波	楕円偏波
$E_x = 0$ または $E_y = 0$, または $E_x = E_y$ かつ $ \phi_x - \phi_y = 0^\circ, 180^\circ$	$E_x = E_y$ かつ $ \phi_x - \phi_y = 90^\circ$	直線偏波と楕円偏波を 満たさないもの全て

2.4.2 偏波それぞれの特徴

直線偏波アンテナに比べて円偏波アンテナはパラメータが増えるので設計が難しくなる，しかし送電の際に受電電力が設置角によらず一定となるので安定した送電効率が確保できる．図 2.4.1 に偏波それぞれの特徴を説明する概念図を示す． z 軸方向に伝播しているとす

る．まず送信アンテナと受信アンテナが共に直線偏波だとする．この時お互い電界の振動面 (E 面)がそろっている時の受信電力を 100%とする．この状態からこの状態からどちらか一方を xy 平面内で 90 度回転させてれば受信電力は 0%となる．次に円偏波と直線偏波アンテナの組み合わせの場合は， xy 平面内の設置角によらず，受信電力が常に 50%となる．最後に両方とも円偏波の場合， xy 平面内の設置角によらず，偏波の方向の揃っている場合は受信電力は常に 100%となり，偏波の方向が揃っていない場合は常に 0%となる．電力の干渉を防ぐのに偏波の方向を逆にするにはある．

円偏波の旋回方向には右旋と左旋の 2 種類があるので偏波を揃えたり逆にしたり目的に応じて使いわけの必要がある．

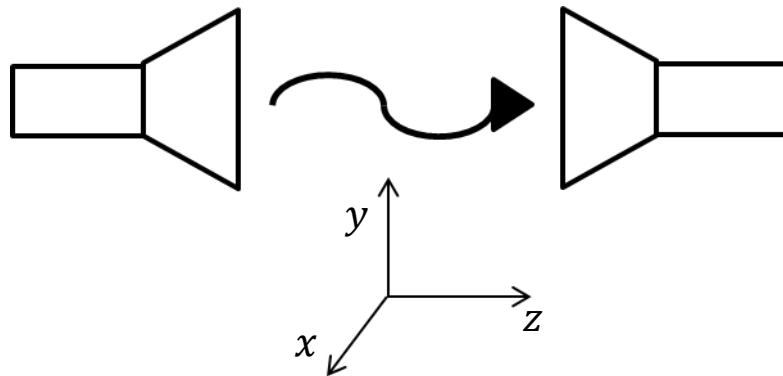


図 2.4.1 偏波それぞれの特徴

2.4.3 軸比

円偏波の度合いの指標として軸比というものがある。軸比を測定の方法を図 2.4.2 に示す。被測定アンテナとサンプリング用の直線偏波のアンテナを用意し被測定アンテナからマイクロ波を放射し、サンプリング用のアンテナをマイクロ波の進行方向に対して垂直面内で回転させ、各々の角度で受信電力を測定する。

図 2.4.3 に軸比の概念図を示す。黒い線が偏波パターンで電磁波が 1 周期回転した時の $E_x + E_y$ の軌跡である。直線偏波アンテナで受信する際、電界の振動面と並行成分のみ受信するので、測定電界パターンは赤線のようになる。測定電力パターンは青の点線となる。測定時に受信する電力 P と電界 E は $P \propto E^2$ の関係があるので、測定電界パターンと測定電力パターンは異なる。本来の軸比は電界の最大値と最小値の比で表すが、本論文では測定電力の最大値と最小値の比を軸比と定義する。

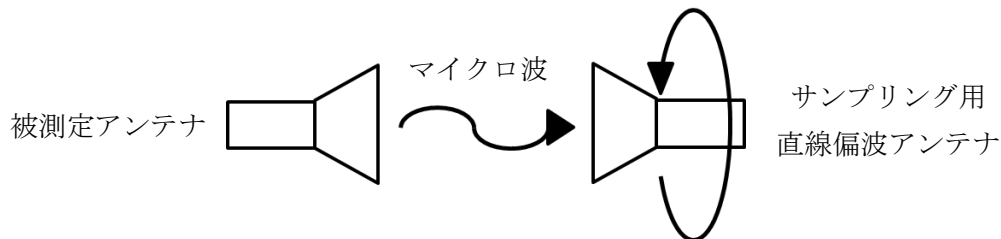


図 2.4.2 軸比測定方法

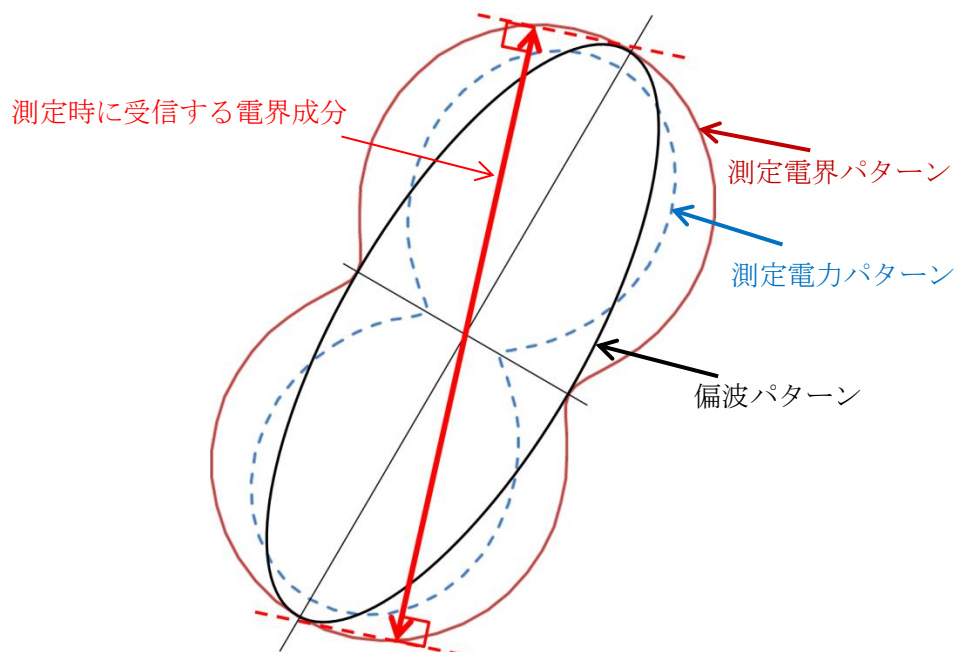


図 2.4.3 軸比の概念図

2.4.4 方形 MSA の円偏波化

方形 MSA の円偏波化について考える．図 2.4.4 のように正方形では給電線と並行の方向で電流が振動し直線偏波が放射され，電界の振動面(E面)とも平行となる，また図 2.4.4 右図のように角に切り込みを入れたものは対角で二通りの共振周波数を持ち，複共振回路となる．2つの共振周波数を f_1, f_2 とした場合，円偏波を発生させたい周波数 f_0 は $f_1 < f_0 < f_2$ となり， f_0 のマイクロ波は2つの共振モードに対して電力が当分配され，位相差が90度となるように切り込みの大きさを調節する．切り込みを入れる前の正方形の面積を $S(=L^2)$ とし，切り込みの面積を $\Delta s(=\Delta l^2)$ とすると，方形 MSA で円偏波を発生させる条件は以下の式となる^[5]．

$$\frac{2\Delta s}{S} = \frac{1}{Q_0} \quad (2.4.2)$$

$\Delta l = 0$ の状態の直線偏波 MSA の共振周波数を f_{0r} とする．円偏波の発生する周波数を f_a とし， f_a と f_{0r} の差を $\Delta f'_a$ とすれば，それぞれの周波数の関係は以下の式となる^[5]．

$$f_a = f_{0r} + \Delta f'_a = f_{0r}(1 + 2\Delta s/S) \quad (2.4.3)$$

よって

$$\Delta f'_a/f_{0r} = 2\Delta s/S = 1/Q_0 \quad (2.4.4)$$

実際に円偏波方形 MSA を設計するには，基板定数($\epsilon_r, \tan\delta, t, \sigma$)より Q_0 値を決定し，所望の円偏波周波数 f_a が決定すれば L と Δl は求まる．この計算式による Δl は概ね一致する．

なお図 2.4.5 のような切り込みを入れてマッチングを図る MSA では切り込みが邪魔して円偏波にならないので注意しなければならない．

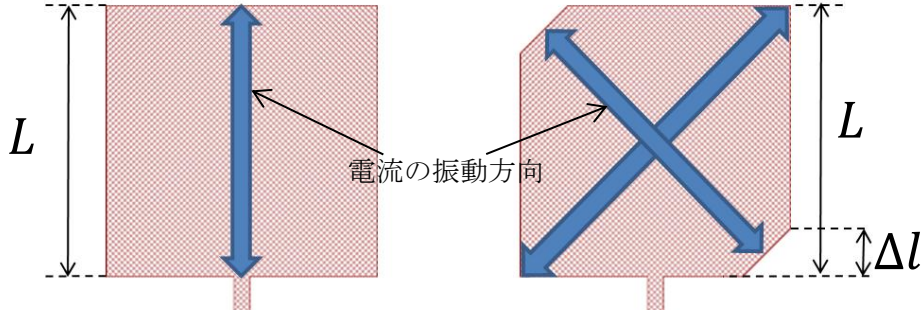


図 2.4.4 方形 MSA の円偏波化

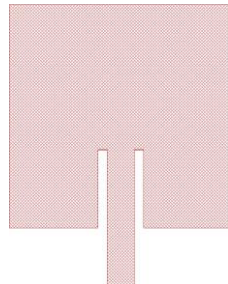


図 2.4.5 切り込み給電型方形 MSA

2.4.5 シーケンシャル回転アレー

図 2.4.4 のように角に切り込みを入れた円偏波 MSA では製作精度の限界があり．どうしても良好な軸比が得られない．そこでアレー化する際の MSA への給電方向と MSL の長さ調節により位相を調節することで軸比を向上させることができる．この技術をシーケンシャル回転アレー(SRA: Sequentially Rotated Array)と呼ぶ^[9]．考え方は同じ軸比の楕円を放射する MSA を角度を回転させて配置することで，空間中に放射された時に楕円が軸比を補い合う事で良好な軸比を得るというものである．しかしただ回転させると図 2.4.6 のように初期位相も変化してしまうので，図 2.4.7 のように給電線の長さを調節してやり，初期位相を合わせてやる必要がある．

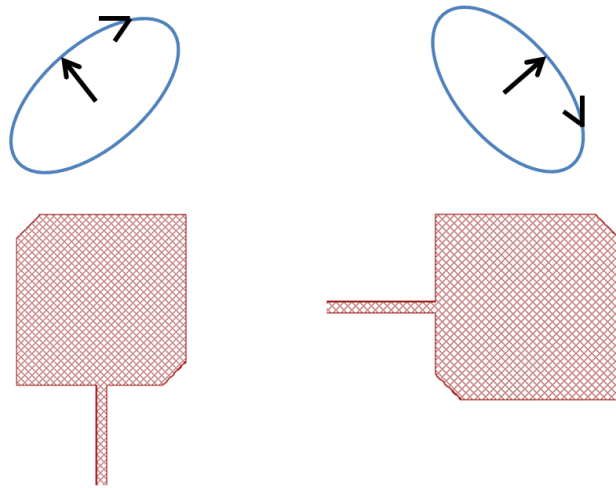


図 2.4.6 回転配置，長さ調節なし

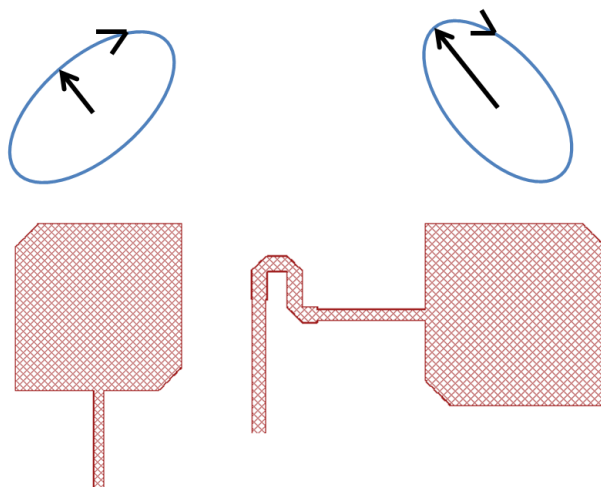


図 2.4.7 回転配置，長さ調節あり (SRA 配置)

2.4.6 円偏波アンテナの S_{11} 特性

S_{11} 特性は反射特性ともいう。コネクタからアンテナに投入した電力がコネクタに戻ってくる割合を示す。反射電力が少ない程よいアンテナとなる。コネクタやケーブルはインピーダンスが 50Ω と規格で決まっており、コネクタと 50Ω でマッチングが取れていれば反射特性は良くなる。 S_{11} 特性では dB 値とスミスチャートがあり測定結果の例を図 2.4.8 と図 2.4.9 に示す。図 2.4.8 の dB 値のグラフでは横軸を周波数で縦軸に反射電力の割合をプロットする。値が低いほど反射電力が少なくマッチングが取れていることを示す。図 2.4.9 のスミスチャートでは周波数が変化した時のインピーダンスの軌跡を示す。スミスチャートの中心は $50+j0\Omega$ であり、中心に来たときはインピーダンスマッチングがとれており、反射電力は最も小さくなる。円偏波の場合は図 2.4.9 のスミスチャートに尖った点が現れる。複共振回路となるためである。この点の周波数では円偏波を放射する。図 2.4.9 では緑色の点で 5.7GHz で円偏波となる。このように軸比を測定しなくとも S_{11} 特性で円偏波の得られる周波数の目安は分かる。

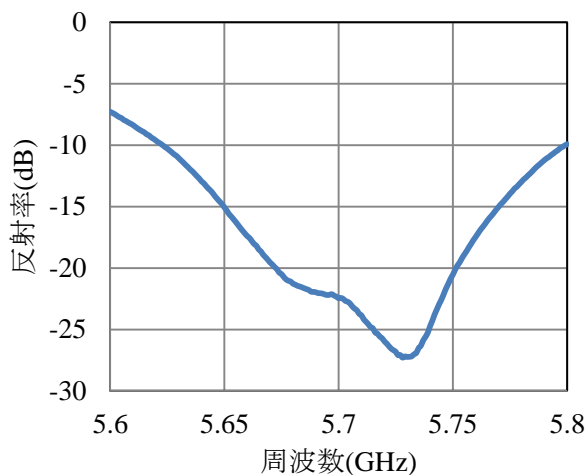


図 2.4.8 S_{11} 特性 dB 値

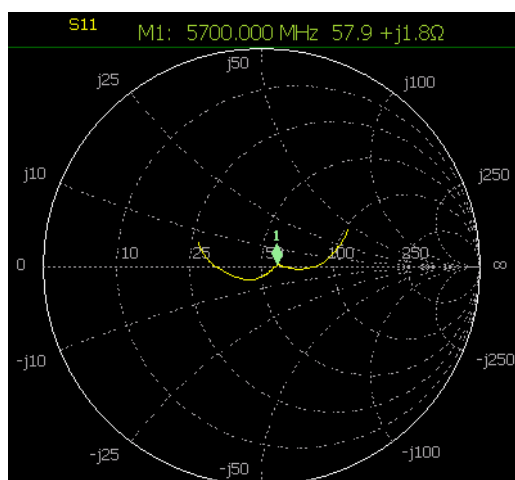


図 2.4.9 S_{11} 特性 スミスチャート

第3章 実験装置と実験結果

この章では実際に当研究室の実験装置と製作したアンテナによる実験結果を述べる。

3.1 実験装置と動作の確認結果

フェーズドアレーを構成する装置のコンポーネントとその動作確認結果について述べる。

3.1.1 送電装置の概略

送電には 5.8GHz のマイクロ波を用いる。発振器によりマイクロ波を生成し、アンプ、分配器、移相器を介してアンテナまでマイクロ波を伝達する。7 ポートに移相器を接続してフェーズドアレーアンテナを形成している。送電装置の概略図を図 3.1.1 に示し、送電装置のコンポーネントを図 3.1.2 から 3.1.7 に示す。移相器は Hittite 製の物を 3 つ、アルモテック製の物を 4 つ使用している。

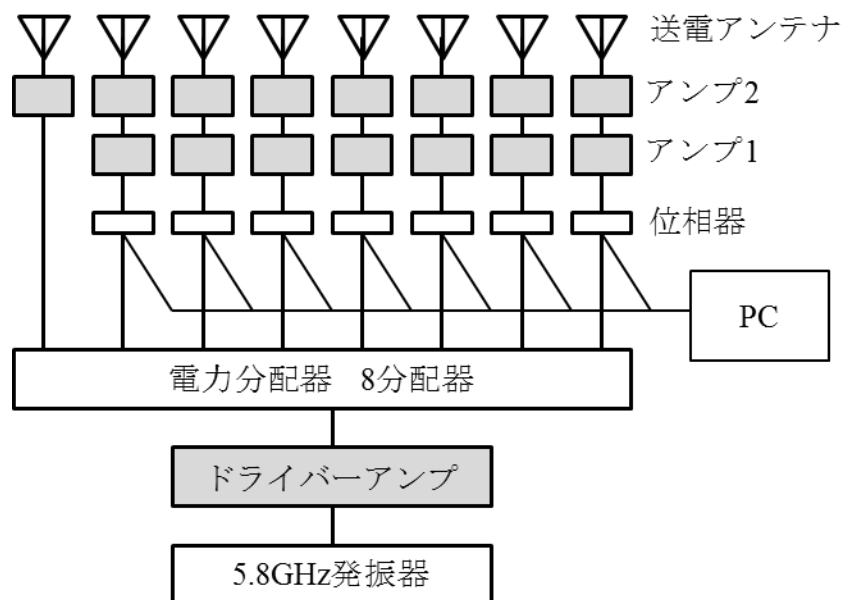


図 3.1.1 送電装置概略図

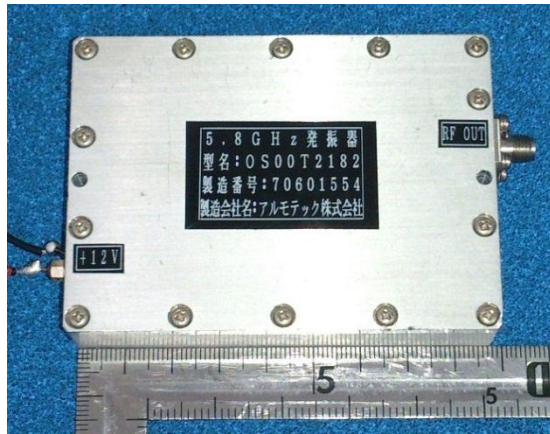


図 3.1.2 5.8GHz 発振器
アルモテック製

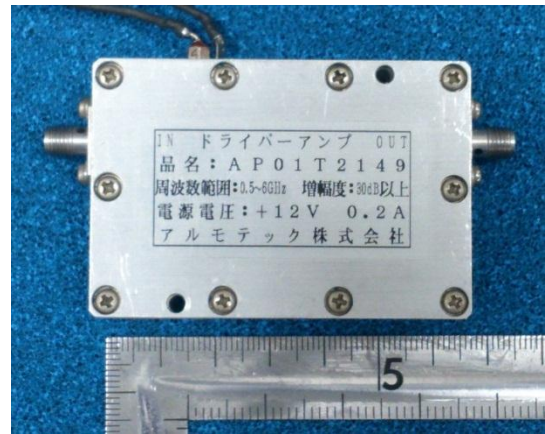


図 3.1.3 ドライバーストア
アルモテック製

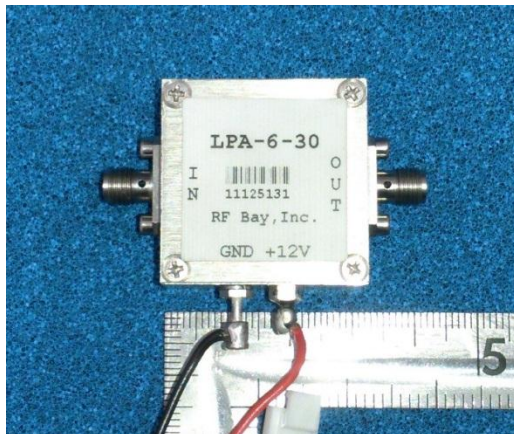


図 3.1.4 アンプ 1
RF Bay, INC 製
LPA-6-30

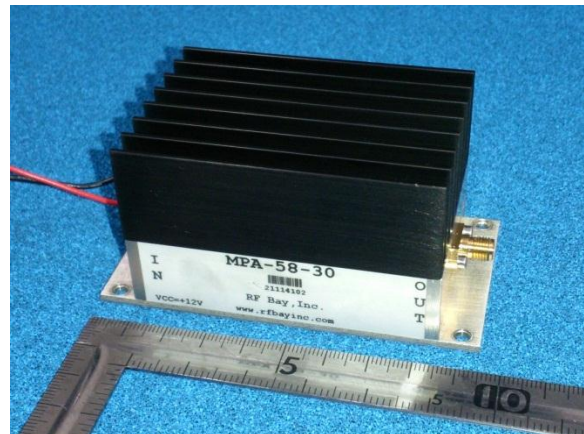


図 3.1.5 アンプ 2
RF Bay, INC 製
MPA-58-30

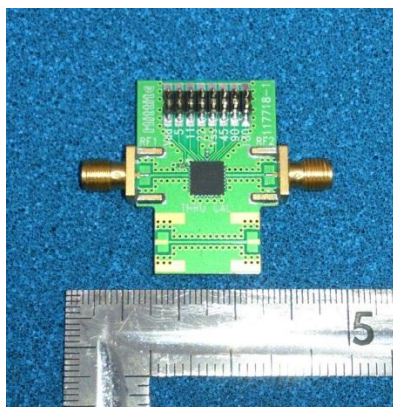


図 3.1.6 移相器
Hittite 製
HMC649

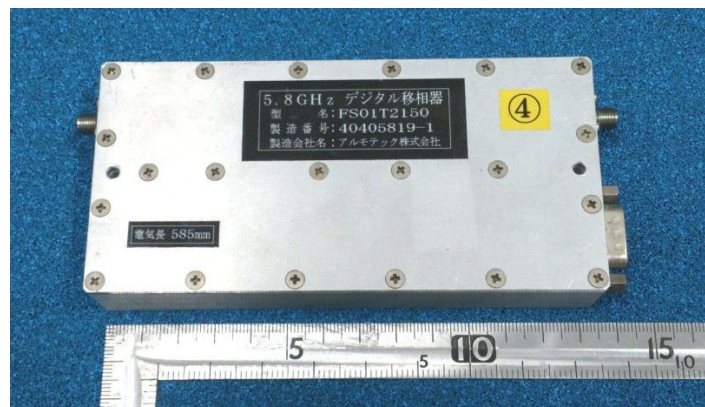


図 3.1.7 移相器
アルモテック製

3.1.2 発振器とアンプの動作確認結果

表 3.1.1 に発振器とアンプの動作確認結果を示す．表中の RF Bay 製のアンプの RF 出力のデータシート値はデータシートの P_{1dB} である．RF 出力の測定値が P_{1dB} より 1.5dB ほど低いが同じ型番でも個体差があり， P_{1dB} と一致しない事はよくある．当研究室には MPA-58-30 が 8 個あり，それぞれの出力は 29～30dBm であり，表の値は偶然低い値のものである．効率についてはそれぞれ一般的な値となっている．中でも MPA-58-30 は出力も高く高効率である．

表 3.1.1 発振器とアンプの動作確認結果

図 3.1.1 中の名称	5.8GHz 発振器	ドライバー アンプ	アンプ 1	アンプ 2
メーカー	アルモテック	アルモテック	RF Bay	RF Bay
型番			LPA-6-30	MPA-58-30
RF 出力 (測定値)	10.4dBm	17.3dBm	15.4dBm	28.5dBm
RF 出力 (データシート)			17dBm	30dBm
増幅率 (データシート)		30dB 以上	37dB	30dB
DC 入力	12.08V 0.166A	12.07V 0.22A	12.07V 0.136A	12.07V 0.398A
効率 (RF 出力/DC 入力)	0.5%	2.0%	2.1%	14.7%

3.1.3 移相器の動作確認結果

Hittite 製の HMC649 とアルモテック製のもので、2 種類の移相器の動作確認を行った。目的は所望の移相角が得られるかどうかと減衰量の確認である。送電装置に使用する移相器は Hittite 製 HMC649 を 3 つとアルモテック製のもの 4 つである。移相器は両方共 6bit のデジタル移相器であり、6 ポートの信号のオンオフを切り替えることで減衰量を調節できるものである。オンオフの規則は 2 進数であり、規格上は $360/2^6 = 5.625 \text{ deg}$ 間隔で位相が変化する。オフのポートを開放するだけでは上手く動作しないことがあり、オフの時はグラウンドに接続しなければならない。Hittite 製とアルモテック製それぞれ 1 つずつ測定したデータを図 3.1.8 から図 3.1.13 に示す。それぞれの図の横軸には 6 ポートの信号のオンオフにより設定した移相角で $\alpha(\text{deg})$ とする。

図 3.1.8 と図 3.1.9 の縦軸は実際に動いた移相角の測定結果であり、 $\beta(\text{deg})$ とする。図中の直線は $\alpha = \beta$ であり、理想的な移相器ならこの直線上に測定データがプロットされる。図 3.1.8 の Hittite 製 HMC649 は α が大きくなるにつれて β が直線の上側にプロットされていく様子が見える。図 3.1.9 のアルモテック製は綺麗に直線上に乗っていることがわかる。

図 3.1.10 と図 3.1.11 に移相角の理想値からのずれをプロットした。Hittite 製 HMC649 は明らかにずれが大きくなっていることが分かる。最大で 15.4deg となっており移相器自体の仕様と思われる。アルモテック製の移相器は変化が ± 5 度以内に収まっているので安定動作していると言える。ここで式(2.3.4)よりビーム走査した際の誤差を求める。 $M = 4$, $d = 70.4\text{mm}(= 1.36\lambda)$, $\theta = 12\text{deg}$, $\Delta\phi = 15\text{deg}$ とすると、 $\Delta\theta = 0.9\text{deg}$ となる。当研究室では送電の高さは 1500mm で最大ビーム走査角 12deg を想定おり、この条件でのビーム走査位置が 343.5mm となり、 $\Delta\theta = 0.9\text{deg}$ より最大で $+24.5\text{mm}$ の誤差が生じる可能性があるということが分かる。あくまで移相器 7 つあるうち Hittite 製の 3 つの位相が動き過ぎてしまうだけで、アルモテック製の 4 つは正確に動作するので大きな問題ではない。

図 3.1.12 と図 3.1.13 に移相器の減衰率の測定結果を示す。それぞれ図中に表記してある平均値と誤差は測定結果を dB 値から線形値に直してから計算し、また dB 値に直して表記してある。また図中の横に引かれた直線は平均値である。図 3.1.12 の Hittite 製 HMC649 は、それぞれのポート毎に規則的に減衰率が変化していることがわかる。デジタル移相器の減衰率の指標はだいたい 1bit で 1dB であり、それに比べると平均 7.8dB は少し減衰率が大きいことが分かる。図 3.1.13 にアルモテック製の移相器は減衰率が $-22 \sim 27\text{dB}$ ととても大きな値が出ている。アルモテック製の他の 3 つも確認したがだいたい $-20 \sim 30\text{dB}$ であり、この減衰率は仕様であると判断できる。送電回路では移相器の後にアンプを 2 つ接続しており、それぞれ増幅率が 37dB と 30dB と大きい為、移相器の減衰率は問題ない。

まとめとして、Hittite 製 HMC649 は移相角が最大で 15.4deg と大きく出ているが概ね問題なく、減衰量は -7.8dB であった。アルモテック製の移相器は移相角は正確で減衰率は平均 -24.5dB と大きい為、多段でアンプを接続しているため問題ない。

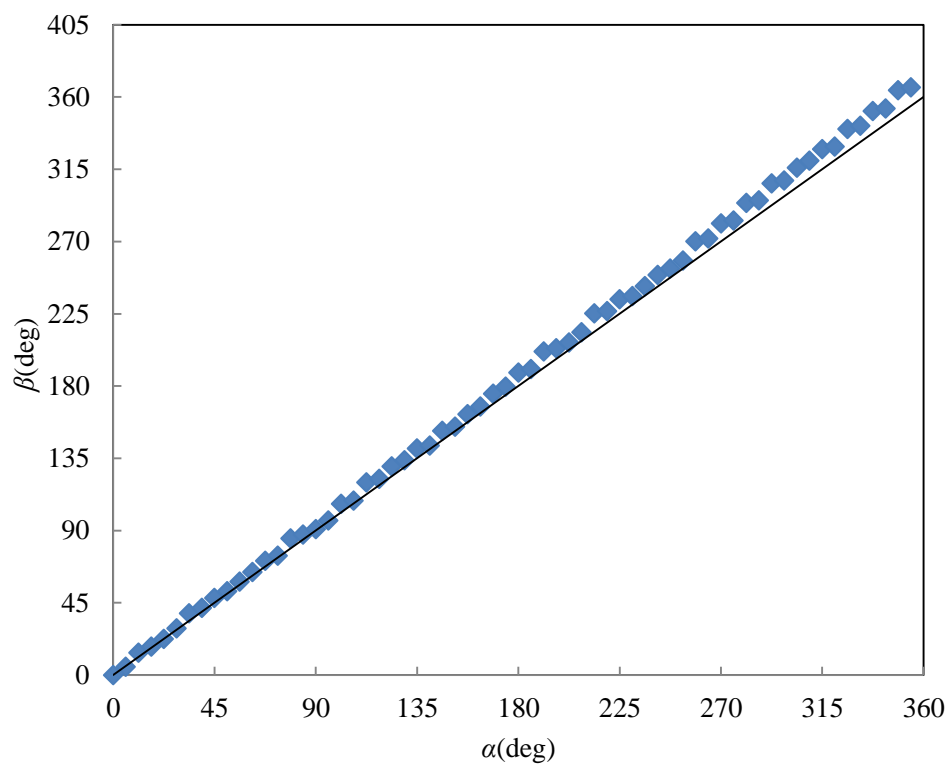


図 3.1.8 移相角の測定結果(Hittite 製)

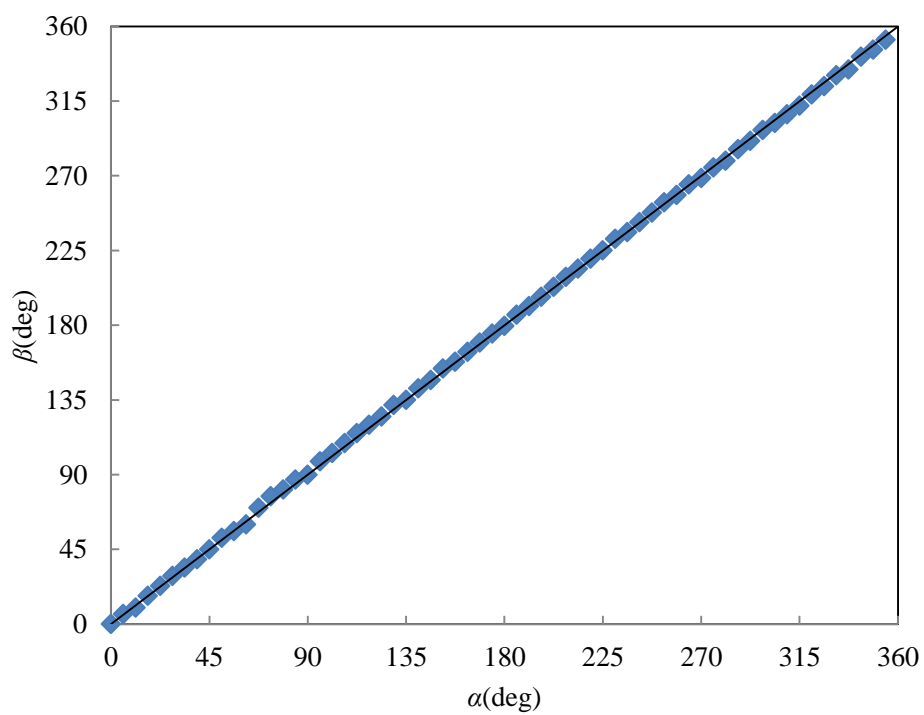


図 3.1.9 移相角の測定結果(アルモテック製)

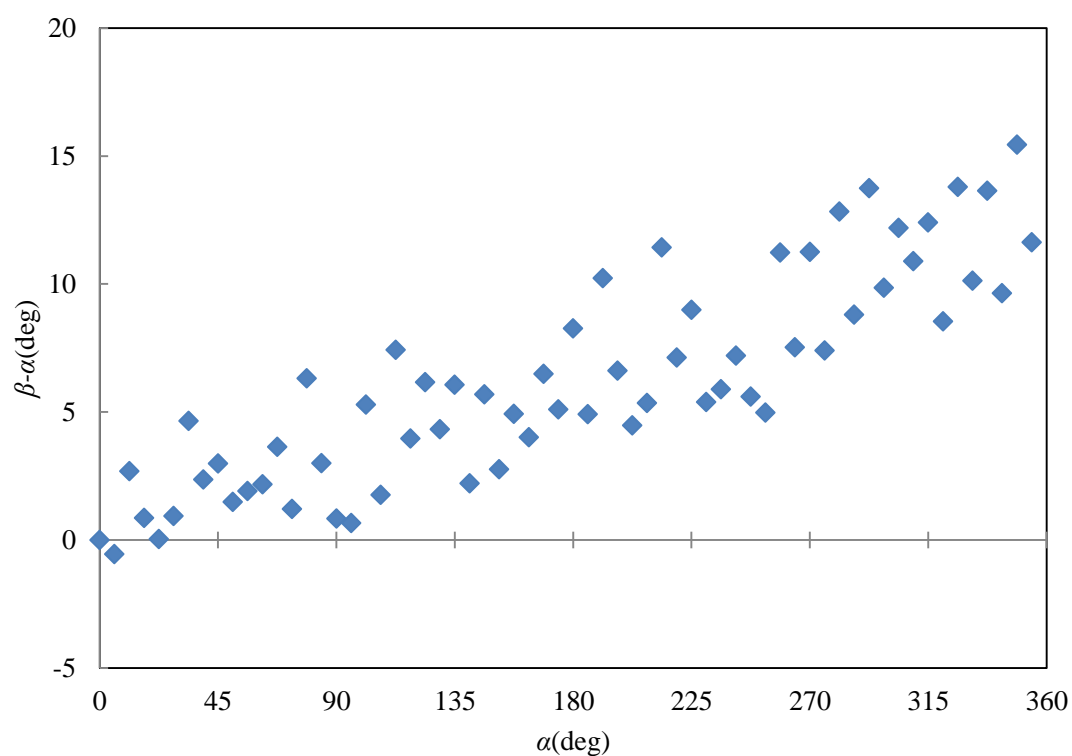


図 3.1.10 移相角の理想値からのずれ(Hittite 製 HMC649)

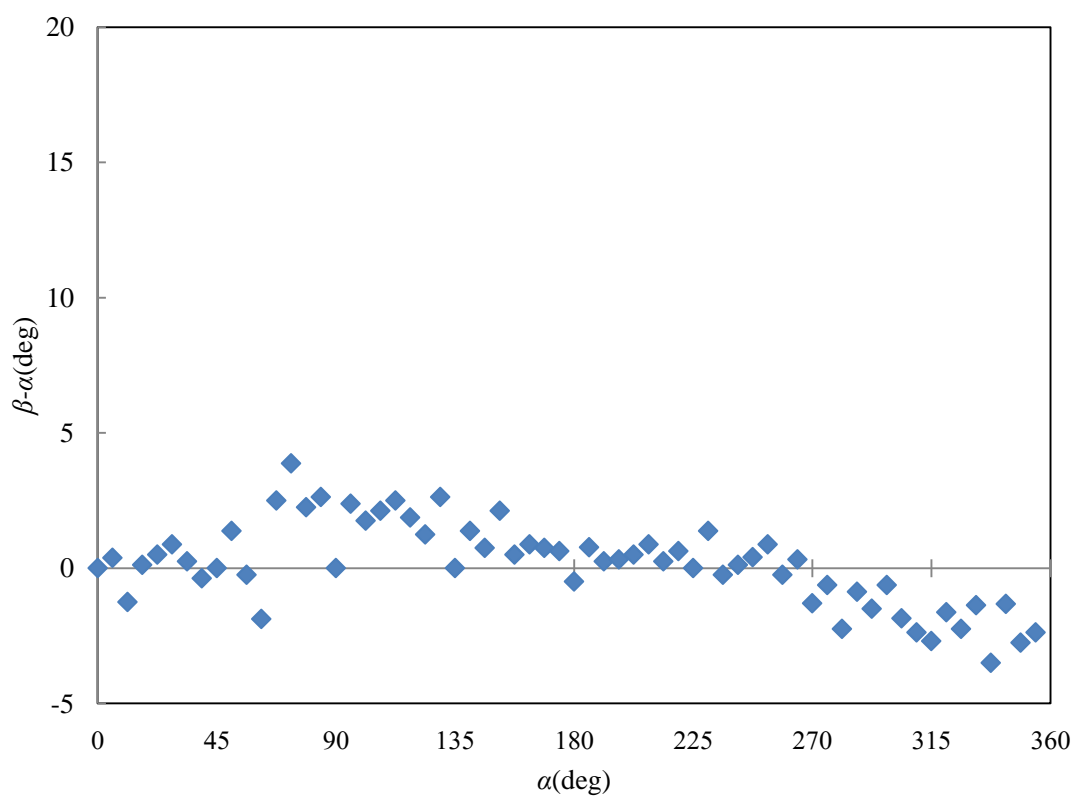


図 3.1.11 移相角の理想値からのずれ(アルモテック製)

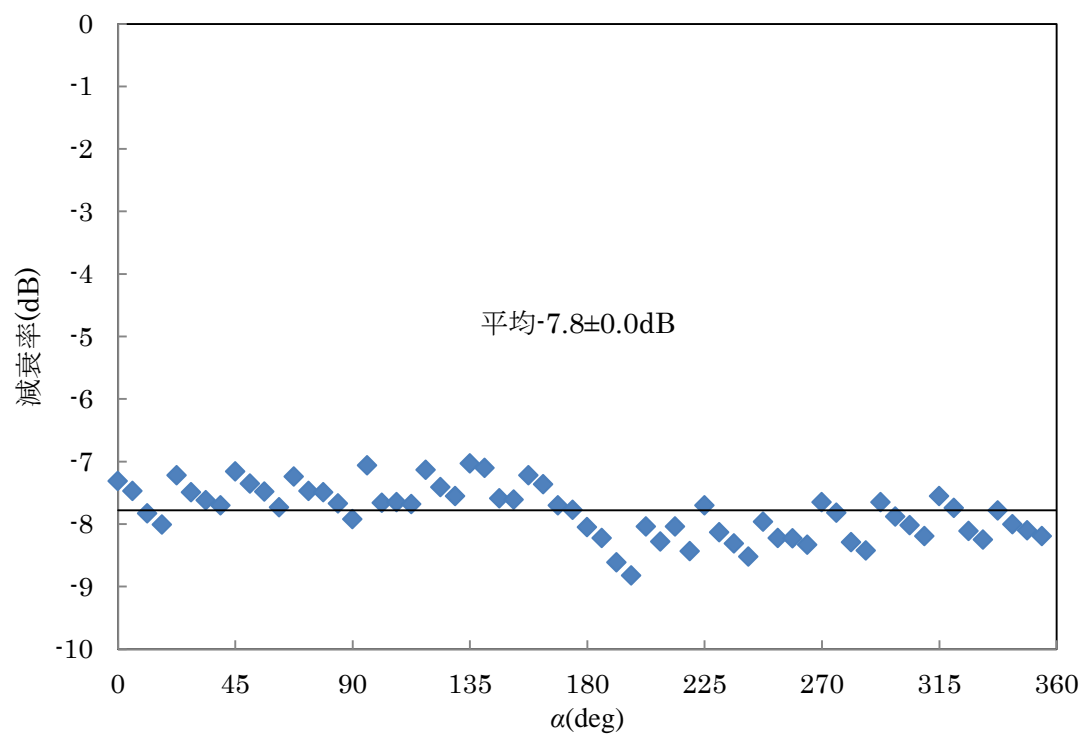


図 3.1.12 減衰率の測定結果(Hittite 製 HMC649)

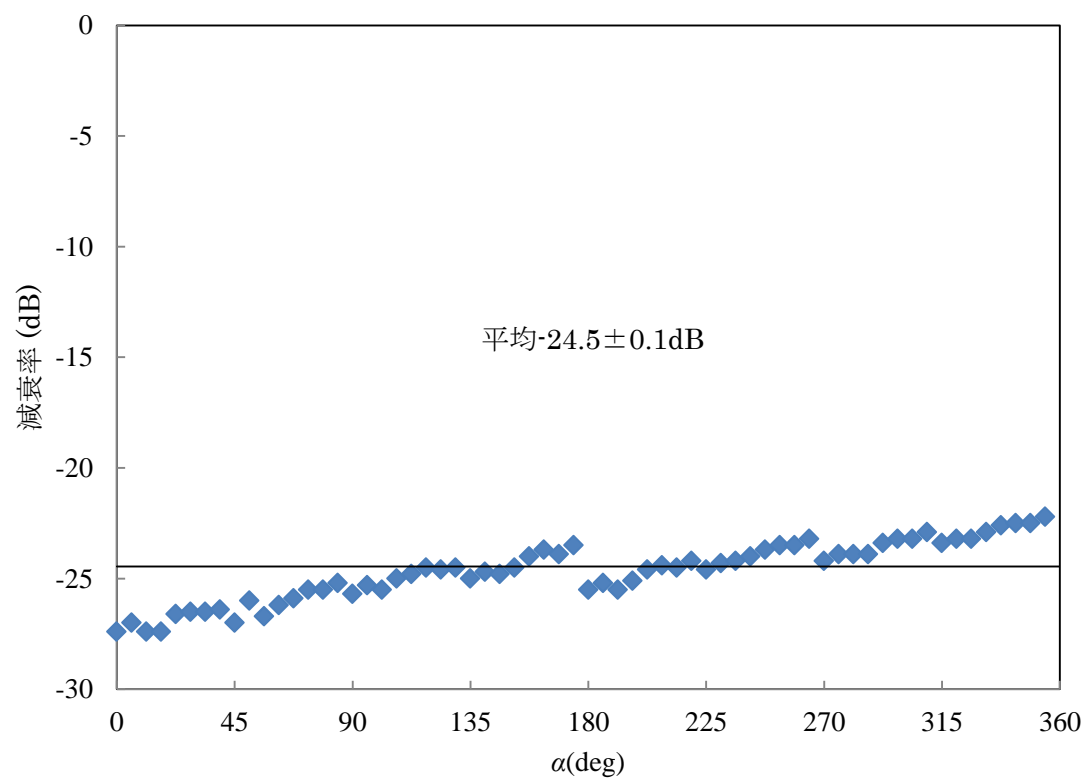


図 3.1.13 減衰率の測定結果(アルモテック製)

3.2 4素子サブアレーSRA パッチアンテナの設計・開発

送電アンテナには4素子サブアレーアンテナを用いる。サブアレーにすることで利得の向上が見込まれる。またSRAを採用することで製作誤差によらず安定した軸比を確保する。

3.2.1 4素子サブアレーSRA パッチアンテナの設計・開発

送電には図3.2.1のような4素子サブアレーのSRAパッチアンテナを用いる。1点給電で電力を4分配し、それぞれのアンテナエレメントへの給電方向を90degずつ回転させ給電し、MSLの長さは給電の方向に応じて位相を90degずつ遅れるように長さを調節している。これにより製作誤差によらず安定した軸比が期待される。表3.2.1に使用したプリント基板のデータを示す、この値より放射効率 $\eta=98\%$ となり、帯域幅 B_r は直線偏波とした場合で5.8GHzで S_{11} が-15dB以下となる周波数は $5.8\text{GHz}\pm 0.25\%$ となる。左旋円偏波とする。素子間隔は $0.68\lambda (=35.2\text{mm})$ で製作した。

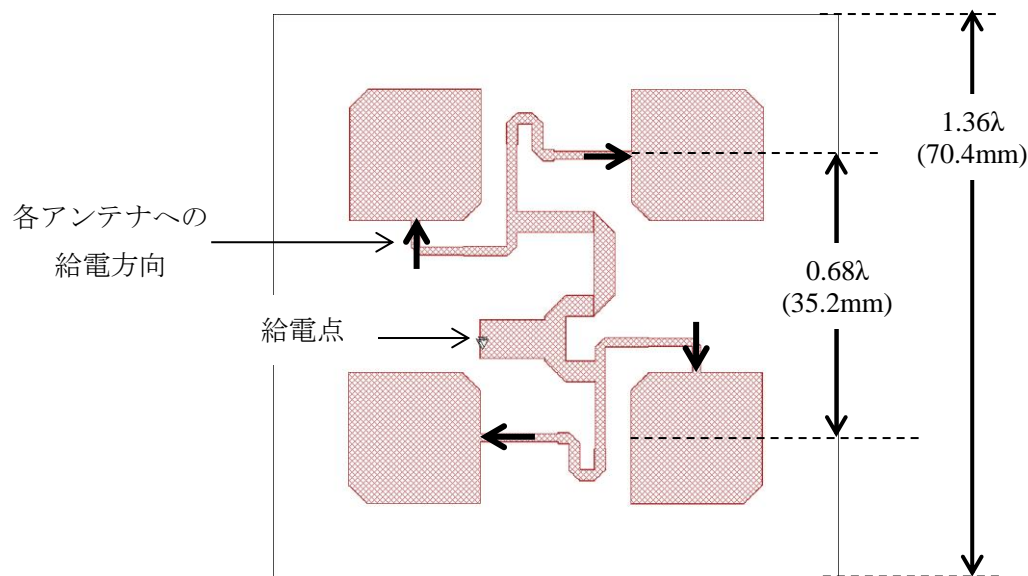


図 3.2.1 4素子サブアレーSRA パッチアンテナ

表 3.2.1 プリント基板データ

Alron 社製 Diclad880
誘電率 ϵ : 2.17
誘電正接 $\tan\delta$: 0.0009
誘電体厚: 1.6mm
銅薄厚: 35 μm
電解銅薄

3.2.2 素子間隔の決定

フェーズドアレイでビームを走査するには素子間隔は大変重要なパラメータとなる．そこで素子間隔を決定するのに図 3.2.2 のように 2×8 の配置で直線偏波 MSA を配置し、4 素子単位で同相で給電してビーム走査し、その時の利得の大きさを計算する．この計算を素子間隔は 0.7λ , 0.68λ , 0.65λ , 0.63λ , 0.6λ の 5 種類で行い、比較することで素子間隔を決定する．計算には電磁界シミュレータの SONNET^[10]を用いた．計算結果を図 3.2.3 に示す．ある角度でビーム走査した時のピークの出た値とその時の角度をプロットした．ビーム走査する予定の角度が 12deg 付近であり、 $9\sim 14\text{deg}$ まで最も利得の高い素子間隔は 0.68λ であるので、計算結果より素子間隔は 0.68λ を採用する．

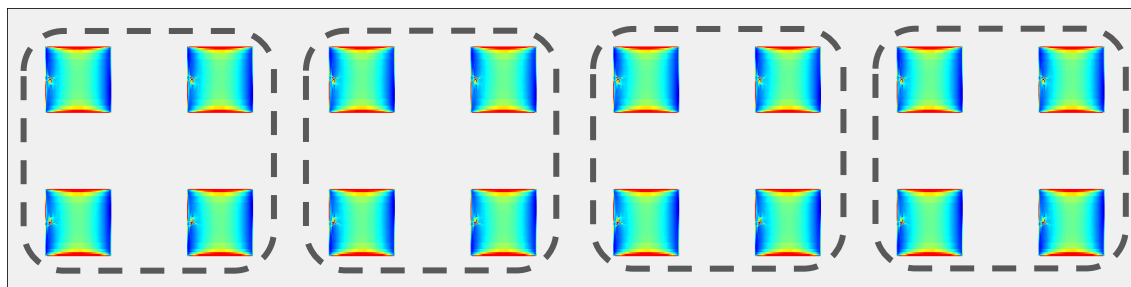


図 3.2.2 アンテナ配置図

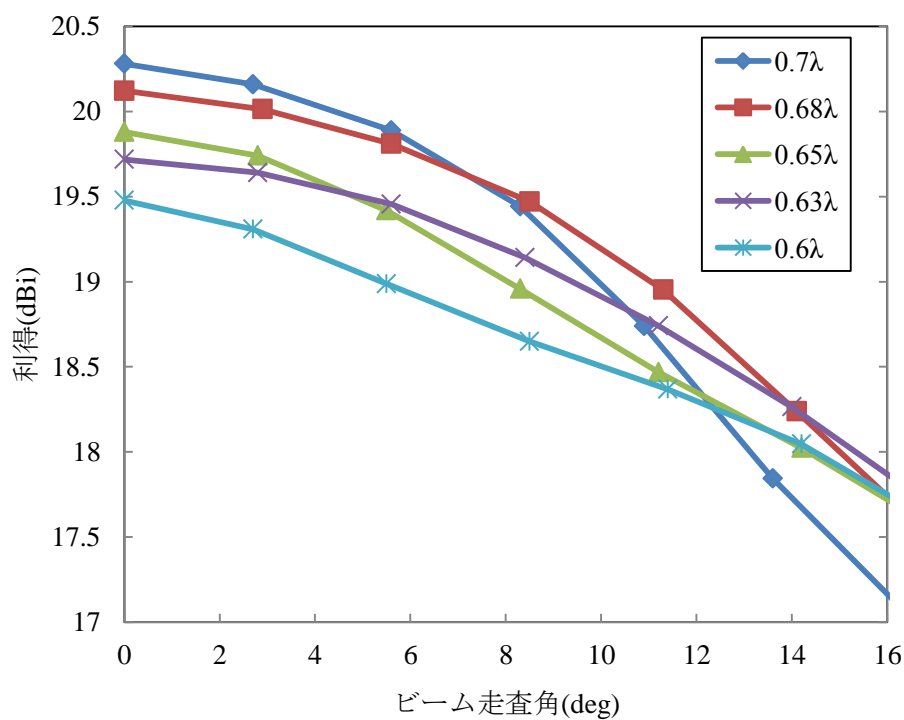


図 3.2.3 素子間隔検討，計算結果

3.2.3 アンテナの設計目標

設計目標は S_{11} 特性が-15dB 以下で、軸比が 70%以上とする。 S_{11} はできるだけ低いほどよく、軸比は 100%が最も良いが、設計目標の値は過去のアンテナ製作の経験から製作可能な値を目標としている。MSL の配線には SRA を採用し図 3.2.1 のデザインで素子間隔 0.68λ でアンテナを設計し、製作した。アンテナの計算には電磁界シミュレータの SONNET を用いた。実際に使用するアンテナは 8 個だが、予備を考え 9 個製作し、その製作結果を示す。

3.2.4 製作したアンテナそれぞれの S_{11} 特性の測定結果

S_{11} 特性の測定結果を図 3.2.4 と図 3.2.5 に示す。5.6 から 6GHz まで測定した。図 3.2.4 より製作した 9 個のアンテナそれぞれ 5.7GHz 付近で反射電力が最も低いが出た。表 3.2.2 より 5.8GHz では S_{11} 特性は全て-15dB を下回っているので設計目標通りのものが製作できたとする。図 3.2.5 は半径が 1 の円とした場合のスミスチャートである。図中の黒い点は 5.8GHz の点であり、中心からずれており、表 3.2.2 から $50+j0\Omega$ からずれていることがわかる。また円偏波特有のグラフが尖っている様子が見られず、アンテナのエレメントの角の削り過ぎで先端が丸まったような結果となっており、楕円偏波の傾向を示している。

表 3.2.2 5.8GHz での各アンテナの製作結果

アンテナ番号	S_{11} (dB)	インピーダンス(Ω)		軸比(%)
		実部	虚部	
1	-15.4	66.8	10.6	71.1
2	-18.1	59.4	9.9	69.3
3	-17.4	59.9	11.2	79.3
4	-16.5	58.8	13.8	77.1
5	-17.7	58.8	11.3	73.5
6	-16.2	62.4	12.3	76.7
7	-16.1	63.5	11.8	80.4
8	-18.4	61.9	6.5	81.8
9	-15.9	57.9	15.5	74.3
平均				75.9 \pm 0.9

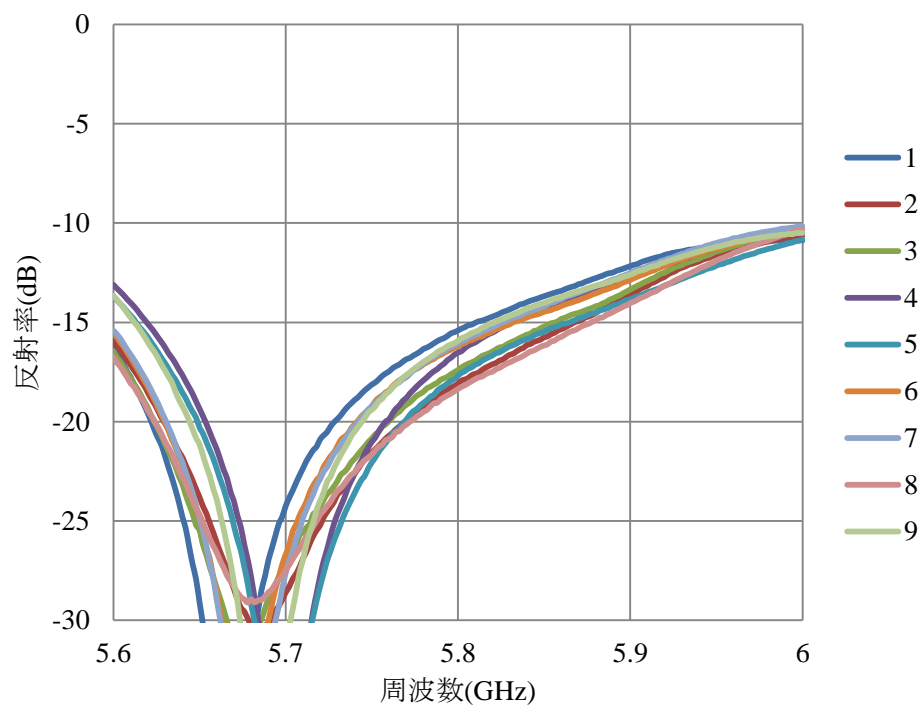


図 3.2.4 製作した各アンテナの S_{11} 特性, dB 値

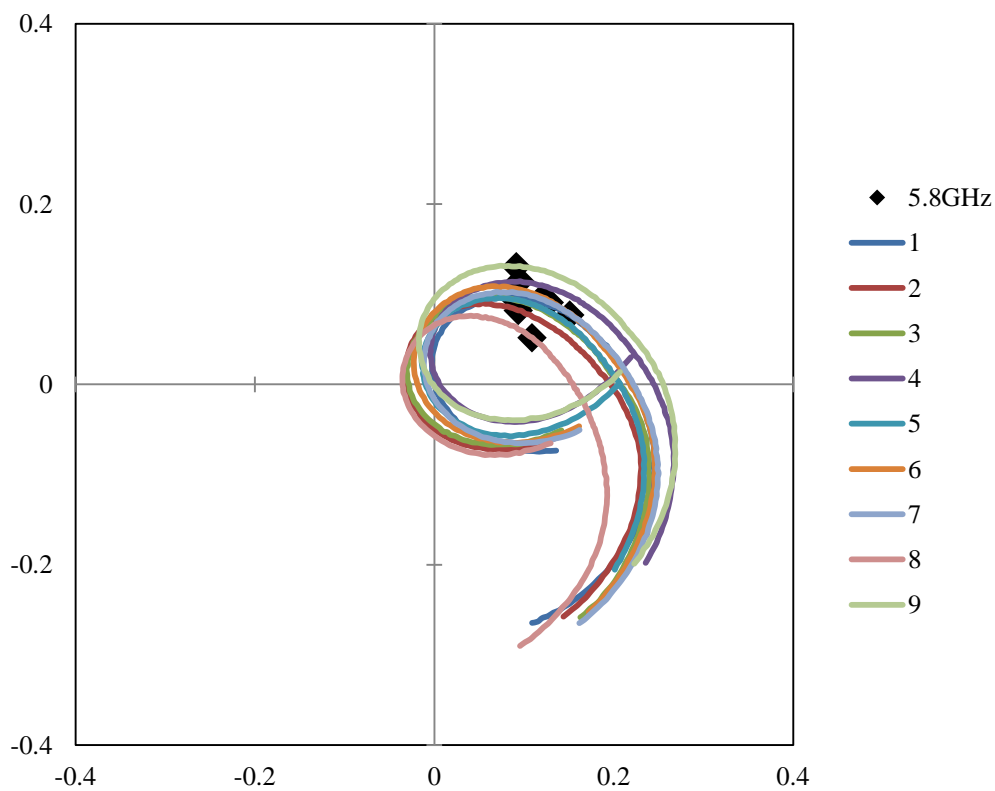


図 3.2.5 製作した各アンテナの S_{11} 特性, スミスチャート

3.2.5 製作したアンテナそれぞれの軸比の測定結果

図 3.2.6 に軸比の測定結果を示す．測定方法は図 2.4.1 のような方法で行い，製作した 4 素子サブアレー SRA アンテナに 5.8GHz で 20dBm の電力を投入し，受信には半波長ダイポールアンテナを使用し，3.3m 離して測定を行った．受信用のアンテナを電磁波の進行方向に対して垂直平面内で回転させ，360deg を 10deg ずつ回転させ，各々の角度の電力を測定した．測定は 3 回行い，そのデータの平均値を図 3.2.6 にプロットしてある．60deg から 90deg 付近でピークが出ていることが分かる．なお 180deg から 360deg はデータが著しくぶれていた，測定上のケーブル配線の問題と考え，軸比の計算には使用していない．プロットしたデータの最大値と最小値の比をパーセンテージで表し，表 3.2.2 に示した．アンテナ 2 番を除き，目標とした軸比 70%以上を達成できた．図 3.2.5 よりスミスチャートでは楕円偏波の傾向であるが，SRA の効果が大きく実際に軸比が出たと考える．

今回のアンテナ製作はミリング装置で削り出して製作し，製作誤差が起こりやすく，本来は高い軸比のアンテナの量産は難しい．しかし高い軸比のアンテナを製作でき，SRA の効果が大きいと考える．

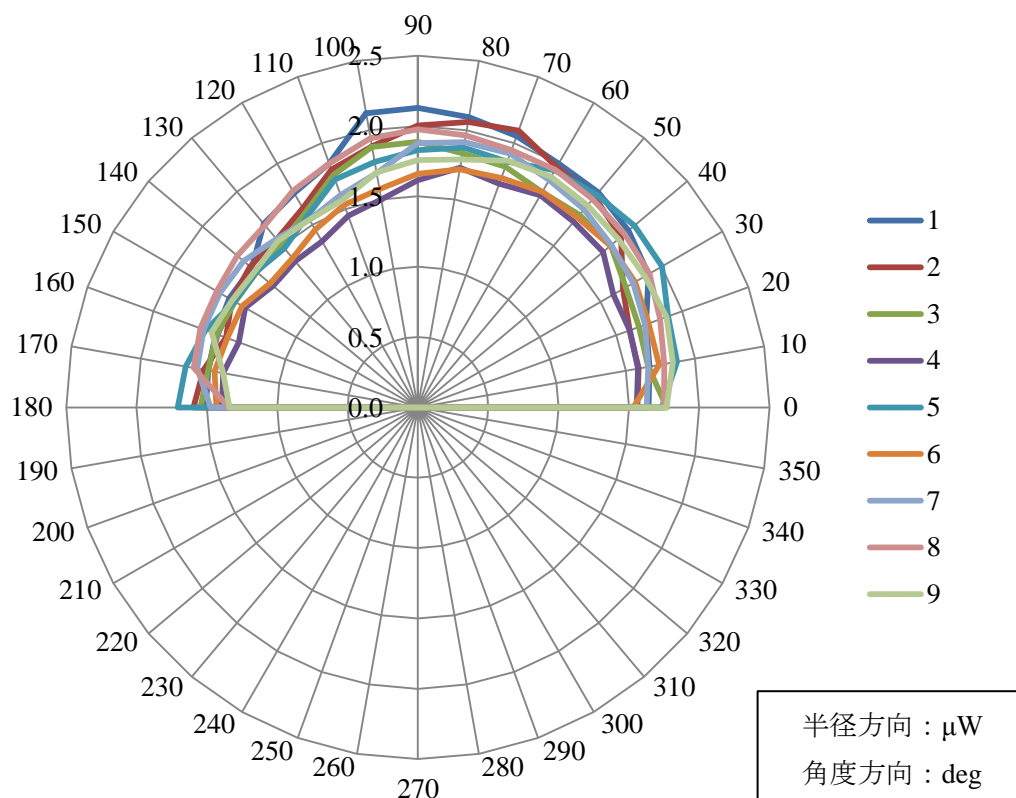


図 3.2.6 製作したアンテナの各アンテナの軸比測定結果

3.3 フェーズドアレーアンテナの実験

図 3.3.1 のようなアンテナの配置でフェーズドアレーアンテナを形成し，その時の放射パターンと軸比を測定した．

3.3.1 フェーズドアレーアンテナの実験

本研究室のフェーズドアレーアンテナはアンテナを 8 個用いる．そこで図 3.3.2 の左図のような向きのアンテナを矢印上向きで表現し，図 3.3.3 と図 3.3.4 のような 2 通りの配置でアレー化させ放射パターンと軸比を比較する．図 3.3.3 のように配置の向きはそれぞれ互い違いに配置したものを **SRA** 配置と呼び，図 3.3.4 のような全て同じ向きのものを並行配置とする．並行配置と比較し **SRA** 配置では軸比が向上することが期待される．

測定の概要図を図 3.3.5 に示す．測定はアレーアンテナに合計で $7.4\text{W}(=38.7\text{dBm})$ の 5.8GHz の電力を投入し， $1,500\text{mm}$ 上空で直線偏波 **MSA** で電力を取得する．アンテナと水平方向に x 軸を定義し，中心を $x = 0\text{mm}$ とする．フェーズドアレーの位相調節を用いて $x = 0\text{mm}$ ， -220mm の位置にピークを合わせた 2 通りで測定する．放射パターンの測定は一方向のみ測定し， $-340\text{mm} \leq x \leq 340\text{mm}$ の範囲を間隔 $\Delta x = 20\text{mm}$ でその各々の場所での取得電力を測定する．軸比は合わせたピークの位置で直線偏波 **MSA** を 360deg 回転させ， 10deg 間隔で測定する．

受信用の直線偏波 **MSA** を図 3.3.6 に示し， S_{11} 特性の測定結果を図 3.3.7 と図 3.3.8 に示す．図 3.3.7 の dB 値で 5.8GHz での値は -12.4dB であり，図 3.3.8 のスミスチャートでは 5.8GHz で $34.5 + j13.19\Omega$ となった．スミスチャートの形状から典型的な直線偏波アンテナであることが分かる

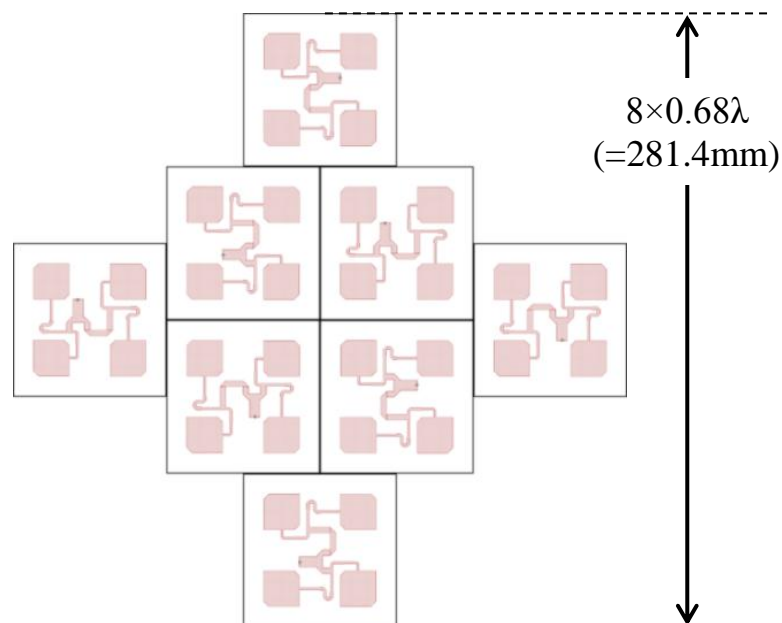


図 3.3.1 アンテナ配置図

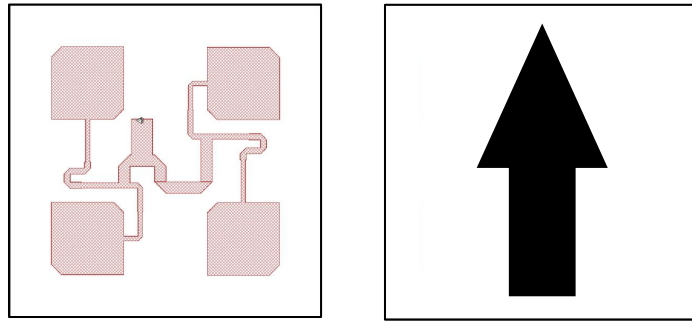


図 3.3.2 アンテナの向き の定義

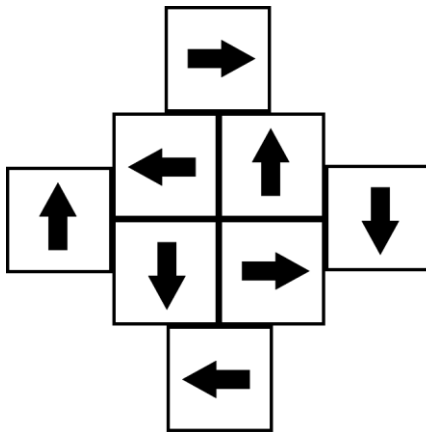


図 3.3.3 SRA 配置

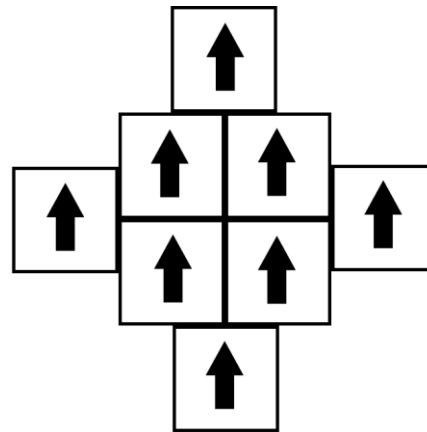


図 3.3.4 並行配置

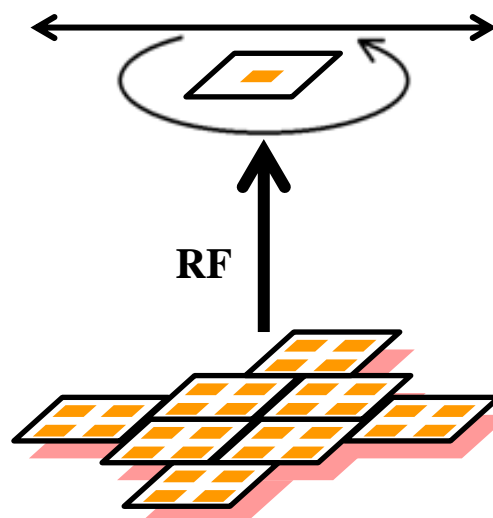


図 3.3.5 測定概要図

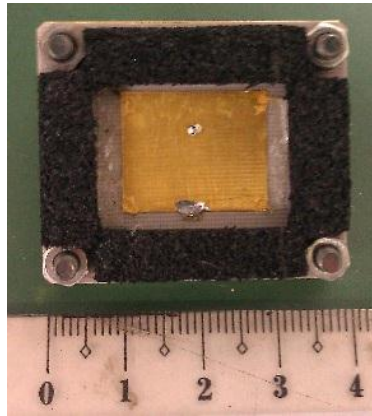


図 3.3.6 受信に使用した直線偏波 MSA

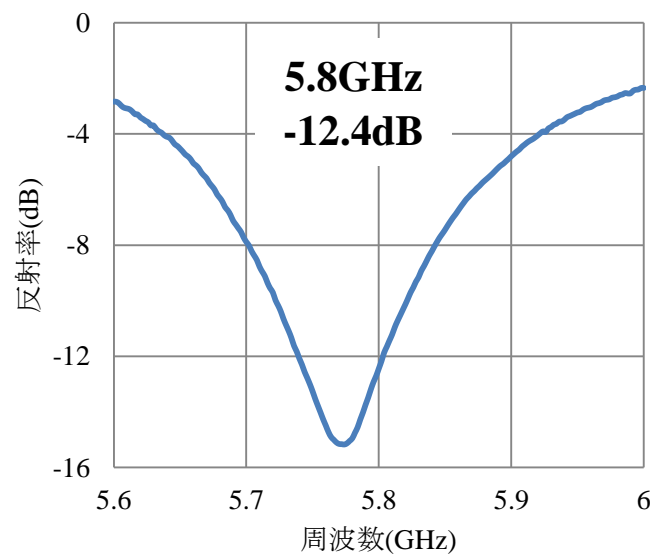


図 3.3.7 受信用直線偏波 MSA の S_{11} 特性, dB 値

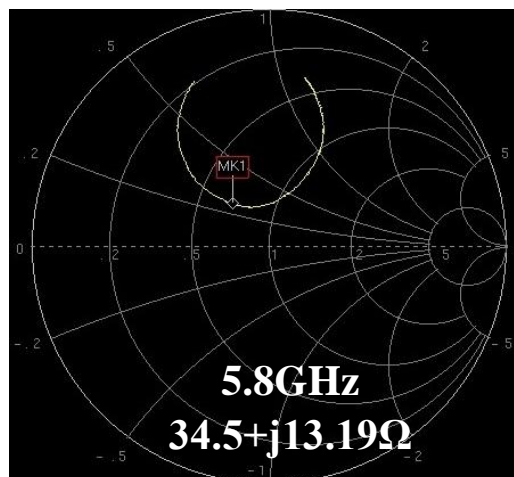


図 3.3.8 受信用直線偏波 MSA の S_{11} 特性, スミスチャート

3.3.2 フェーズドアレーアンテナの実験の測定結果

図 3.3.9 と図 3.3.10 の軸比の測定結果を示す．曲座標中の反対側の 2 点で平均を取ったものをプロットしているので，0 から 180deg にデータがプロットされている．図 3.3.9 が $x = 0\text{mm}$ で，図 3.3.10 が $x = -220\text{mm}$ の位置にビーム走査した場合の測定結果である．それぞれビーム走査されたピークの位置で軸比を測定している．

図 3.3.9 と図 3.3.10 の軸比の測定結果を表 3.3.1 にまとめた．明らかに並行配置に比べ SRA 配置の方が軸比が高い．また並行配置ではビーム走査した時の軸比の劣化が 3.0% で，SRA 配置では 1.5% の為，軸比の劣化も少ない．そして表 3.22 より製作した 9 個のアンテナの軸比の平均値が $75.9 \pm 0.9\%$ なので，SRA 配置を用いることで平均値より向上したことがわかる．以上軸比の考察 3 点より SRA 配置の方が軸比が優れている事が示せた．

表 3.3.1 アレー化した状態の軸比測定結果

	$x = 0\text{mm}$	$x = -220\text{mm}$	劣化具合
SRA	81.8%	80.3%	-1.5%
並行	63.3%	60.3%	-3.0%

図 3.3.11 と図 3.3.12 の放射パターンの測定結果を示す．図 3.3.11 が $x = 0\text{mm}$ で，図 3.3.12 が $x = -220\text{mm}$ の位置にビーム走査した場合の測定結果である．共に所望の位置にビーム走査する事ができた．

軸比の測定結果より並行配置の方が軸比が悪く，取得電力の設置角依存性が大きい事が分かる．よって直線偏波 MSA の設置角度が変化すれば放射パターンの測定結果も変化すると予想できる．SRA 配置は軸比が優れているので，放射パターンの直線偏波 MSA の設置角の依存性は少ないと考えられる．

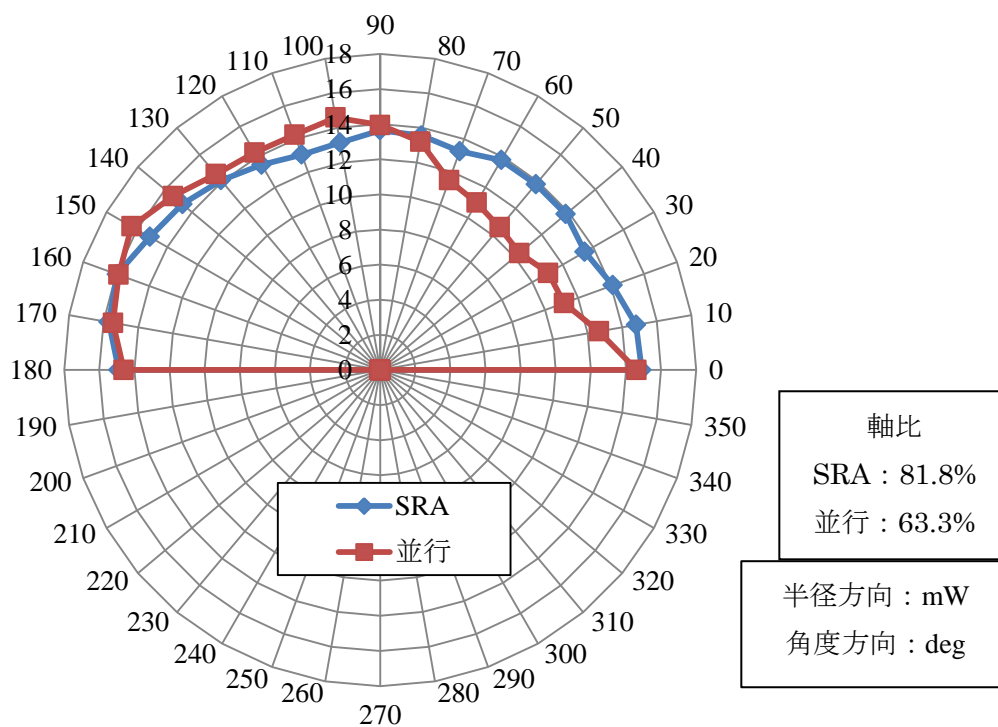


図 3.3.10 軸比測定結果 (ピーク座標 $x = 0\text{mm}$)

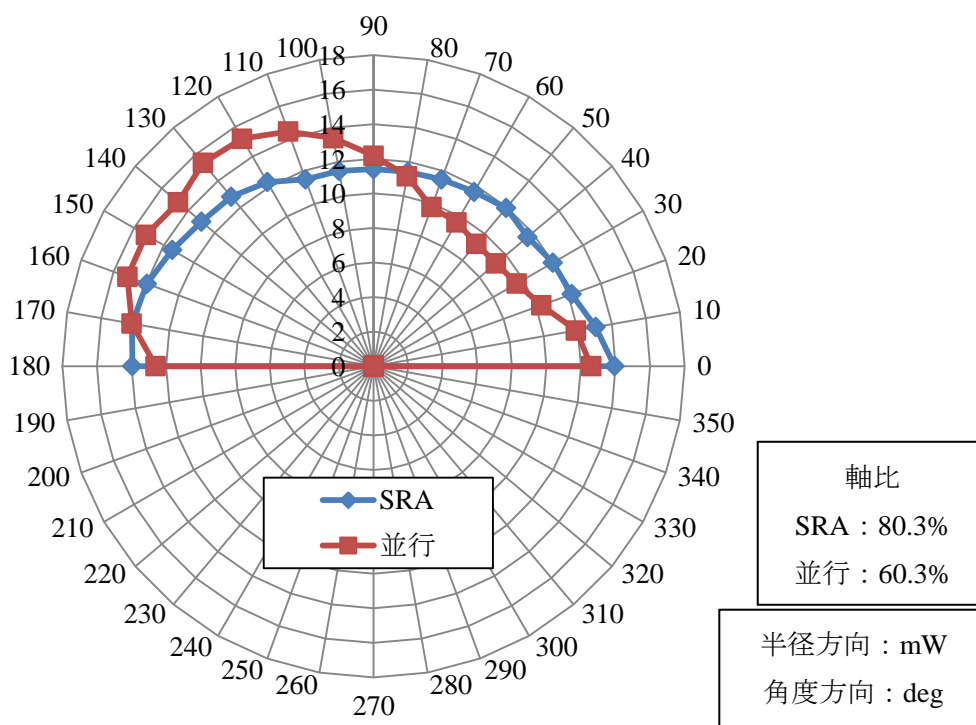


図 3.3.12 軸比測定結果 (ピーク座標 $x = -220\text{mm}$)

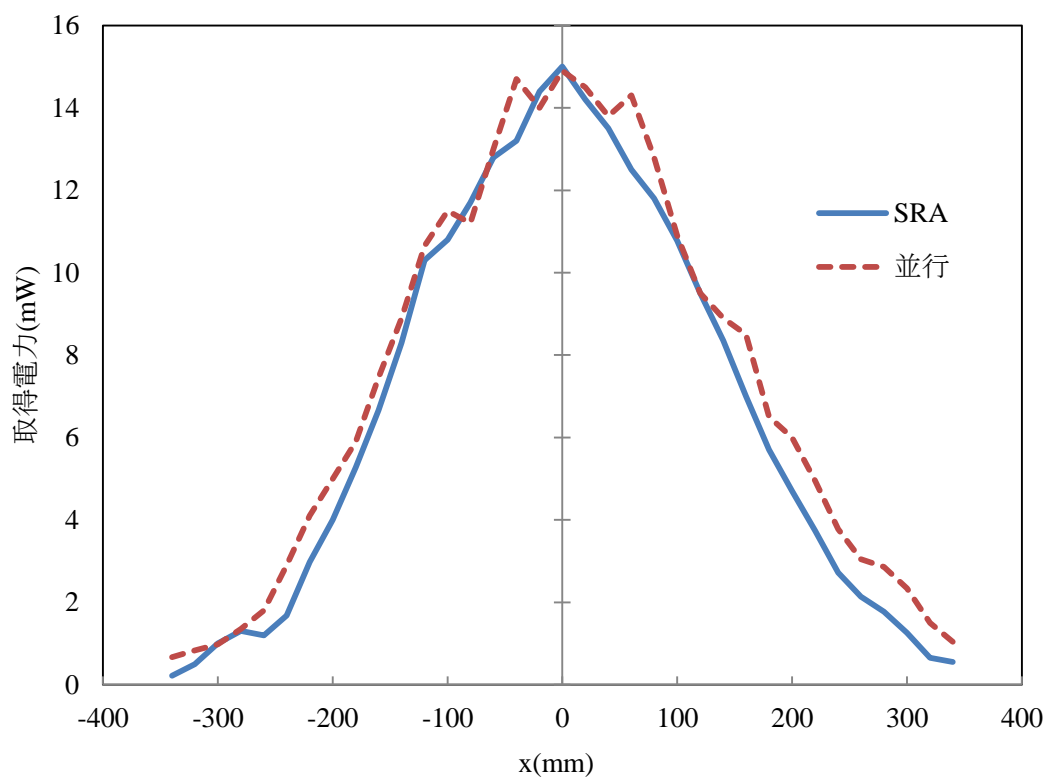


図 3.3.9 放射パターン測定結果（ピーク座標 $x = 0\text{mm}$ ）

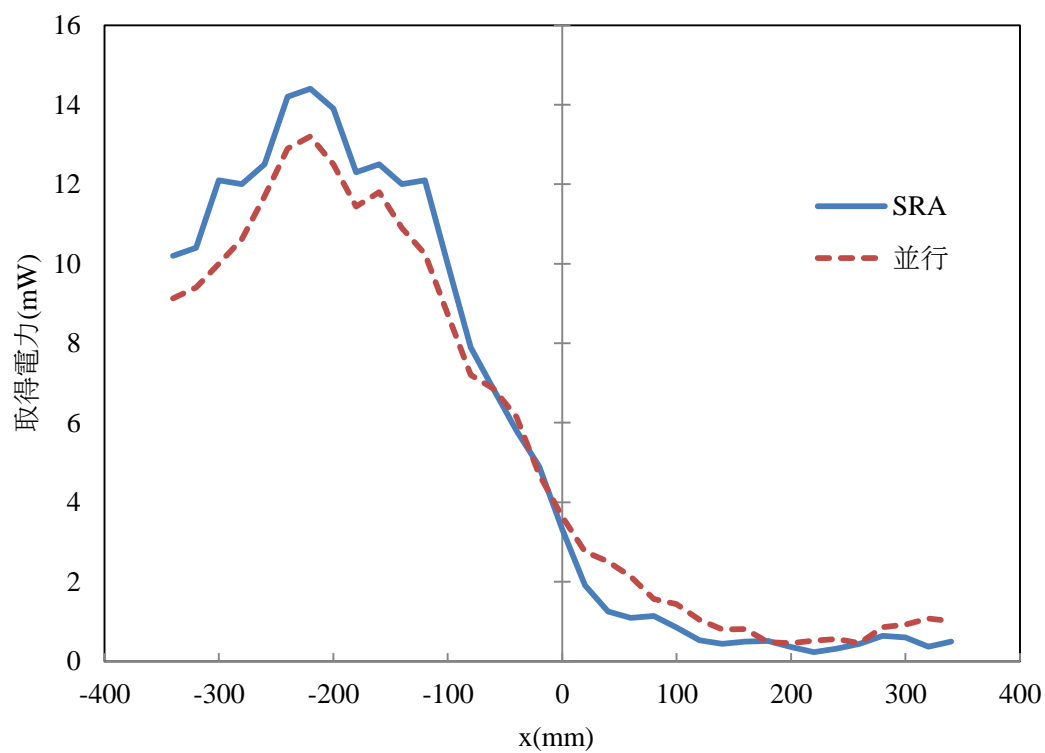


図 3.3.11 放射パターン測定結果（ピーク座標 $x = -220\text{mm}$ ）

3.4 指向性利得の計算

ここでは図 3.3.1 の配置の MSA の指向性利得の計算を行い，ある領域に含まれる電力を計算する．また当研究室の送電アンテナの放射パターンを計算し，測定値と比較する．そして計算を用いてビーム走査した場合の放射パターンについて評価する．

3.4.1 指向性利得の計算の信頼性

式(2.2.16)を用いて指向性利得を計算する．この計算の信頼性を示すために電磁界シミュレータ SONNET のモーメント法を用いた放射パターンの計算と，実際のアンテナの放射パターンの測定結果と比較する．

図 3.4.2 は SONNET の放射パターンの計算と式(2.2.16)を用いた指向性利得の計算の比較である．計算条件は SONNET と式(2.2.16)ともに同じで，パッチアンテナを 2×8 で配置したもの（図 3.2.2）で素子間隔は 0.7λ である．SONNET の放射パターンの計算はモーメント法を用いているため信頼性が高い．図 3.4.2 ではよい一致をしていることが分かる．

図 3.4.3 は実測値と式(2.2.16)を用いた指向性利得の計算の比較である．測定したアンテナは図 3.4.1 の形状で，性能は 5.8GHz で S_{11} が -16.9dB で，軸比が 82.5% の左旋円偏波 MSA である．放射パターンは宇宙科学研究所の協力のもとで測定した．測定値の最大値は 13.1dBi で計算値の最大値は 13.8dBi で $-0.7\text{dB}(85\%)$ の違いがある．4 素子サブアレーパッチアンテナは表 3.2.1 の DiClad880 を用いており，誘電体厚だけ 0.8mm で異なっている．この時の放射効率 $90.1\%(-0.4\text{dB})$ である．また指向性利得の計算は裏側に放射しないという前提があり，その分計算値は利得が向上する．これらの影響が利得の違いに表れたと考え，放射パターンの形状は良い一致をしたと考える．

図 3.4.2 と図 3.4.3 共に角度が ± 60 度以上の範囲でグラフの相違が見られる．図 3.4.2 は指向性利得の計算は相互結合は考慮されず，SONNET は相互結合を考慮しており，素子数が多いので影響が表れ利得が低下したと考える．また図 3.4.3 は測定値は円偏波で計算値は直線偏波であり，直線偏波は E 面と H 面で角度が大きい範囲ではパターンが変わるので単純に比較できない．しかし重要なのは角度が ± 30 度以内の範囲なので問題はない．

以上より式(2.2.16)を用いた指向性利得の計算は信頼性が高いとする．

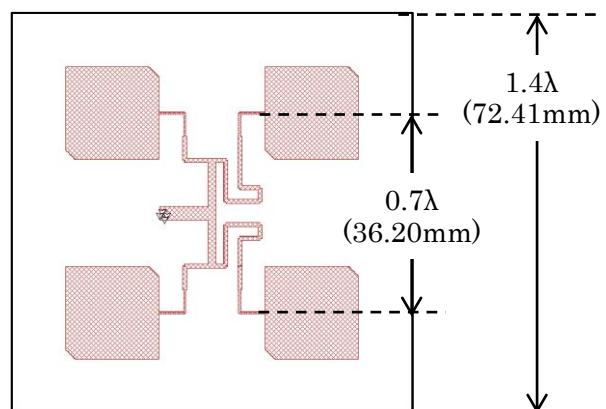


図3.4.1 過去に製作した素子間隔 0.7λ の
4 素子サブアレーMSA

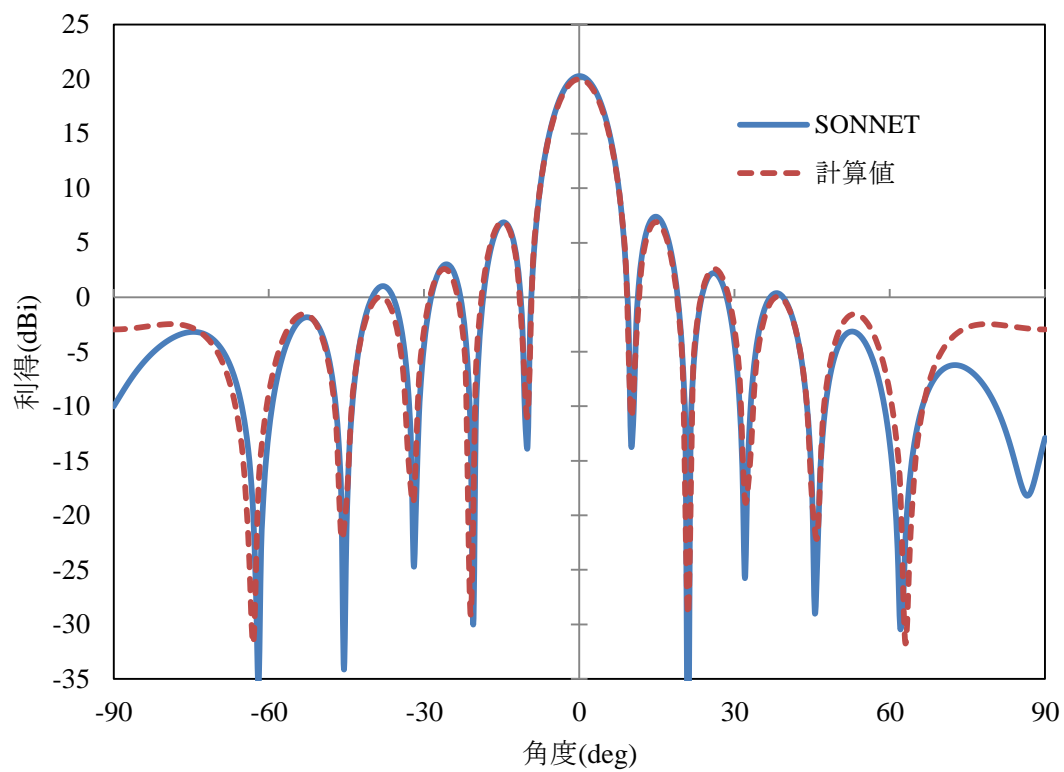


図 3.4.2 2×8 配置, 素子間隔 0.7λ の方形 MSA の利得

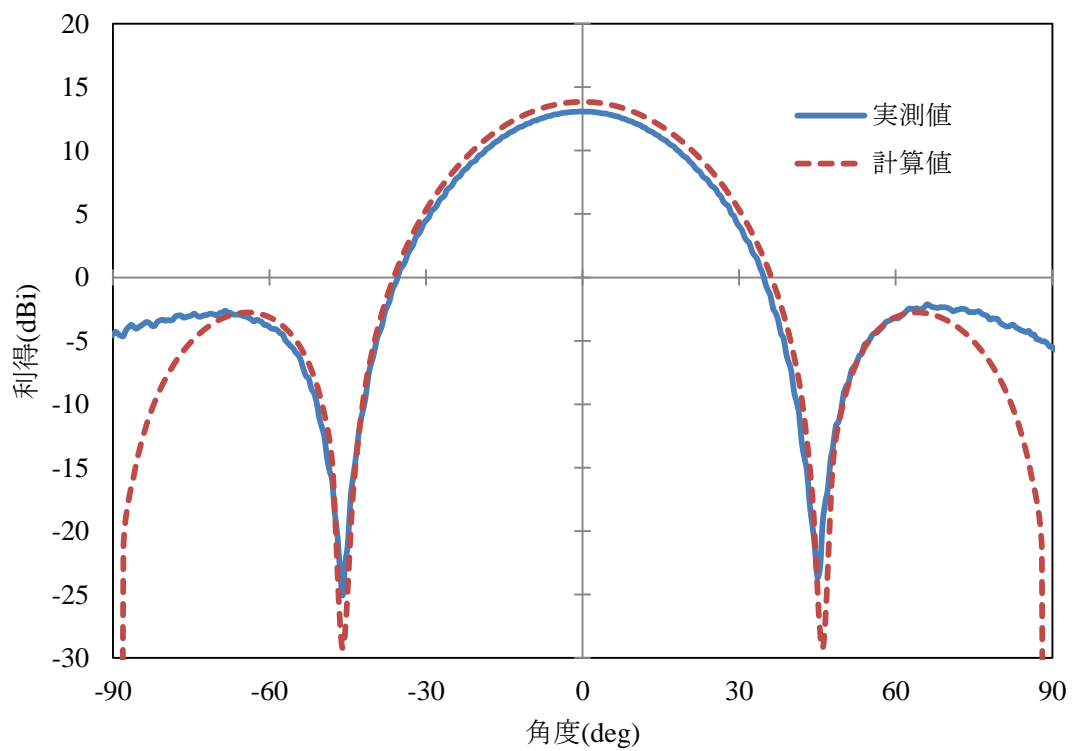


図 3.4.3 素子間隔 0.7λ , 4 素子サブアレー MSA の利得

3.4.2 送電アンテナの指向性利得の計算

当研究室の送電アンテナの配置(図 3.3.1)で式(2.2.16)を用いて指向性利得を計算した．アンテナ中心からの距離は十分遠方とした．

素子間隔を変化させた場合の指向性利得の計算結果を図 3.4.5 に示す．素子間隔 0.68λ では 22.5dBi となった．シングル MSA の指向性利得が 7.4dBi と計算でき，4 素子サブアレーの 8 個アレーで合計 32 素子なので利得は 32 倍($+15.1\text{dB}$)なので，丁度素子数だけ利得が増えた計算になった．また最大値は素子間隔 0.87λ で 23.5dBi となった．素子数によらず一般的に $0.8\sim 0.9\lambda$ で利得が最大になることが分かっている^[6]．しかしこれではビーム走査した場合にサイドローブが大きくなり，ビーム走査には向かない．ビーム走査の所望角にもよるが，大体フェーズドアレーアンテナは素子間隔 $0.6\sim 0.7\lambda$ とするのが一般的である．

図 3.4.6 に放射パターンの計算結果を示す． θ, ϕ は極座標を用いており，座標系は 図 3.4.4 に従う．図は左右対称なので θ が正の領域のみ図示した．円偏波なら $\phi = 0\text{deg}$ と $\phi = 90\text{deg}$ とパターンは一致するはずだが計算では計算負荷軽減のため直線偏波で計算しているため一致しない． $\phi = 0\text{deg}$ と $\phi = 45\text{deg}$ でパターンが一致しないのは MSA の配置形状の為である． $\phi = 45\text{deg}$ のヌル点(パターンの極小値)の現れる角度までをメインローブとし，メインローブは 14deg までとする．最大値は 22.5dBi である．

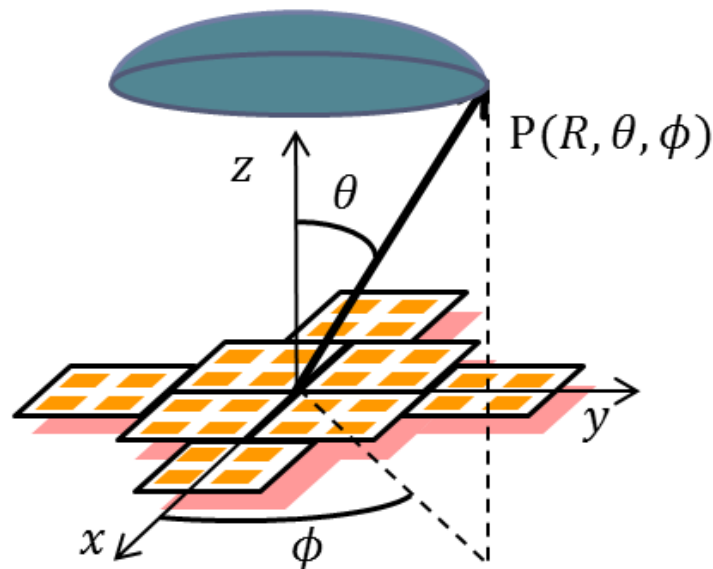


図 3.4.4 指向性利得の計算，座標系

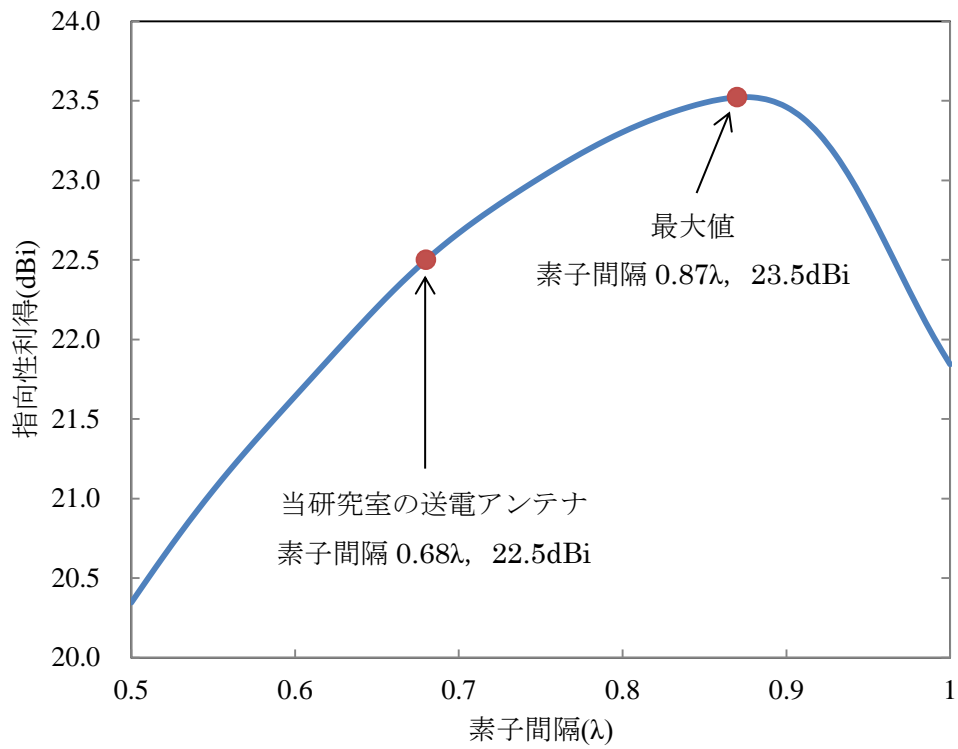


図 3.4.5 指向性利得の素子間隔依存性の計算結果

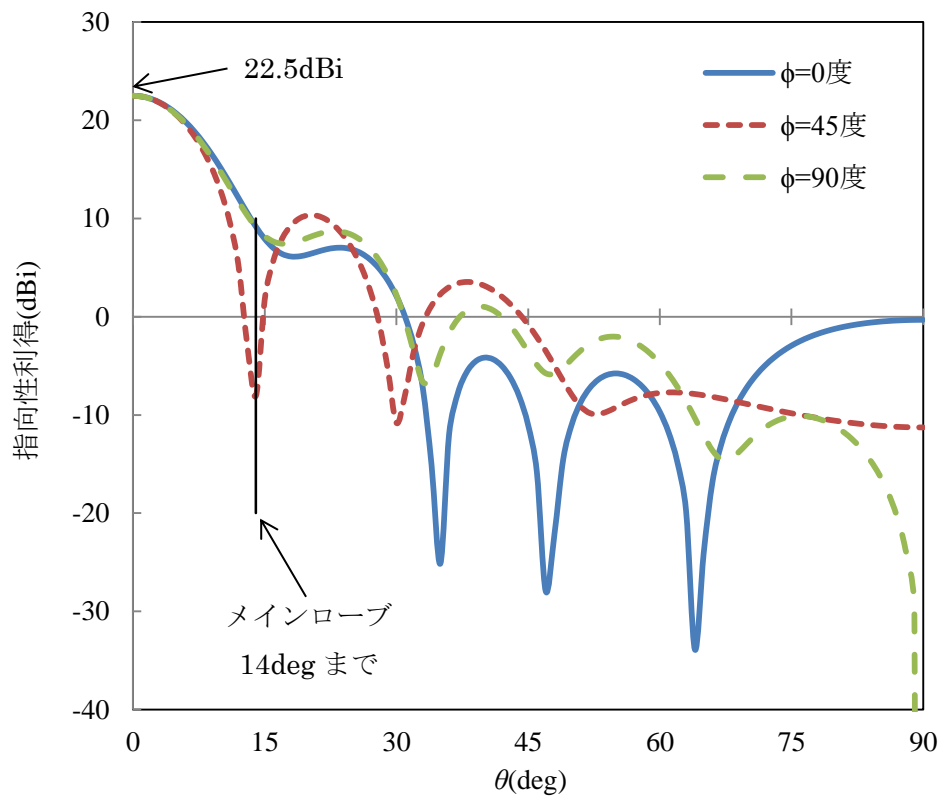


図 3.4.6 素子間隔 0.68λ , 放射パターンの計算結果

3.4.3 含有電力の計算

送電電力のうちある領域($\theta_a \sim \theta_b, \phi_a \sim \phi_b$)に含まれる電力の割合を計算する．式(2.2.16)を応用してある領域に含まれる電力の割合 I は以下の式で計算できる．

$$I = \frac{\int_{\phi_a}^{\phi_b} \int_{\theta_a}^{\theta_b} |E(\theta, \phi)|^2 \sin\theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} |E(\theta, \phi)|^2 \sin\theta d\theta d\phi} \quad (3.4.1)$$

式(3.4.1)の分子の積分範囲を任意に取ることによって、その領域に含まれる電力の割合を計算できる．また積分する領域の形状も任意に取ることができる．式(3.4.1)の積分範囲を ϕ を0から 2π とし、 θ を0から任意の θ まですると、その領域は図3.4.4の上の緑で塗り潰してある部分となる．その任意の θ を0から90degまで変化した各々の角度での含有電力を計算したものを図3.4.7に示す．図中の赤い点は14degで、メインローブに含まれる電力が69%である事がわかる．

式(2.2.12)のフリスの伝達公式は有効開口面積中の電力密度が一定の場合しか使えないが、この計算は積分を用いるため電力密度が一定でなくとも使用でき、大規模な範囲への送電効率の議論ができる．またフェーズドアレイアンテナで位相制御によりビーム走査した場合にも有効である．ビーム走査した時にある特定の領域に含まれる電力の割合を計算することで送電効率の参考になる．

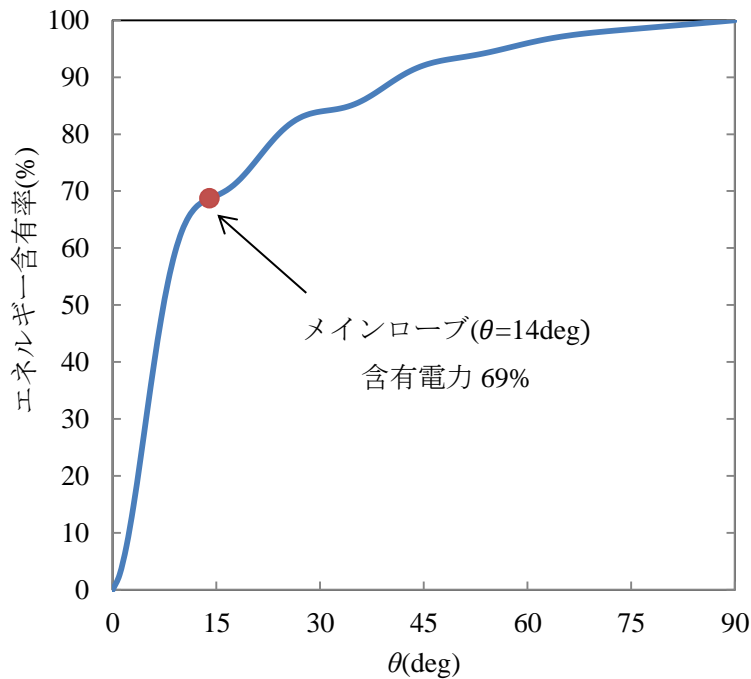


図 3.4.7 エネルギー含有率の計算結果

3.4.4 放射パターンの測定結果と計算結果の比較

指向性利得の計算結果より利得は 22.5dBi とし、高さ 1,500mm で投入電力 7400mW なので電力密度は 4.7mW/cm² と計算できる。図 3.3.9 のグラフの最大値が 15mW である。よって取得電力から電力密度への変換係数を 4.7/15 とし、図 3.3.9 と図 3.3.10 にこの係数を全てかけたものを図 3.4.8 と図 3.4.9 に示す。この変換方法は受信アンテナの有効開口面積一定とし、利得が一定とした場合に有効である。

また指向性利得の計算から電力密度 S を求める。以下の式に従う。

$$S = \frac{P}{4\pi r^2} G_d \quad (3.4.2)$$

$P = 7.4W$ とし、 r は受信アンテナの位置 x が変化する毎にアンテナ中心から測定点までの距離が大きくなる事も考慮している。この計算結果も図 3.4.8 と図 3.4.9 に示す。

図 3.4.8 の $x = 0mm$ の位置は、同じ値で規格化したので、測定結果と計算結果が等しいのは当然である。グラフの形状は概ね一致するが、測定結果の方が低い、中心から離れるほど軸比が悪化し、直線偏波 MSA の設置角の関係で値が低下したためと考える。

図 3.4.9 は同じく形状は概ね一致するが、 $x = -220mm$ 付近では測定結果の方が値が高い、ビーム走査した場合に計算結果に比べ、測定結果の方が劣化が少なかった事を示している。計算の最大値が 3.8mW/cm² に対して SRA の測定の最大値が 4.5 mW/cm² で 1.2 倍なので違いは小さいとする。

測定結果と計算結果でよい一致が見られるが、放射パターンの測定で受信用アンテナに送電アンテナと同じ左旋偏波アンテナを用いれば軸比による測定結果のブレが軽減でき、より測定結果と計算結果が一致すると考える。

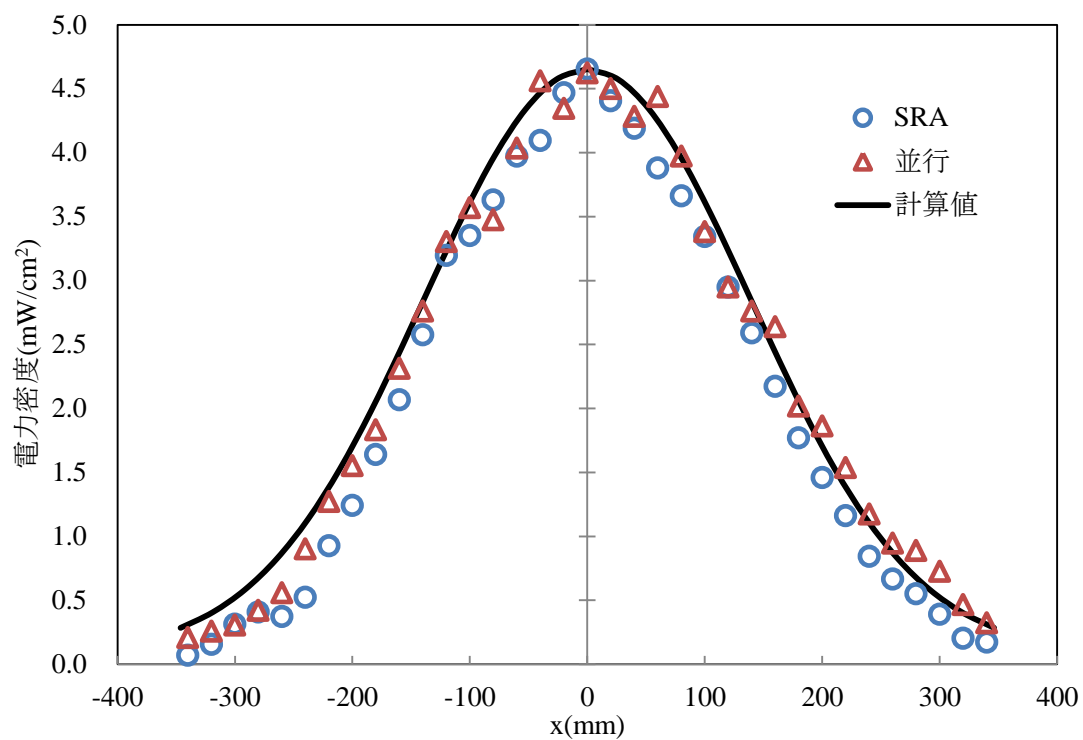


図 3.4.8 放射パターンの測定結果と計算結果の比較

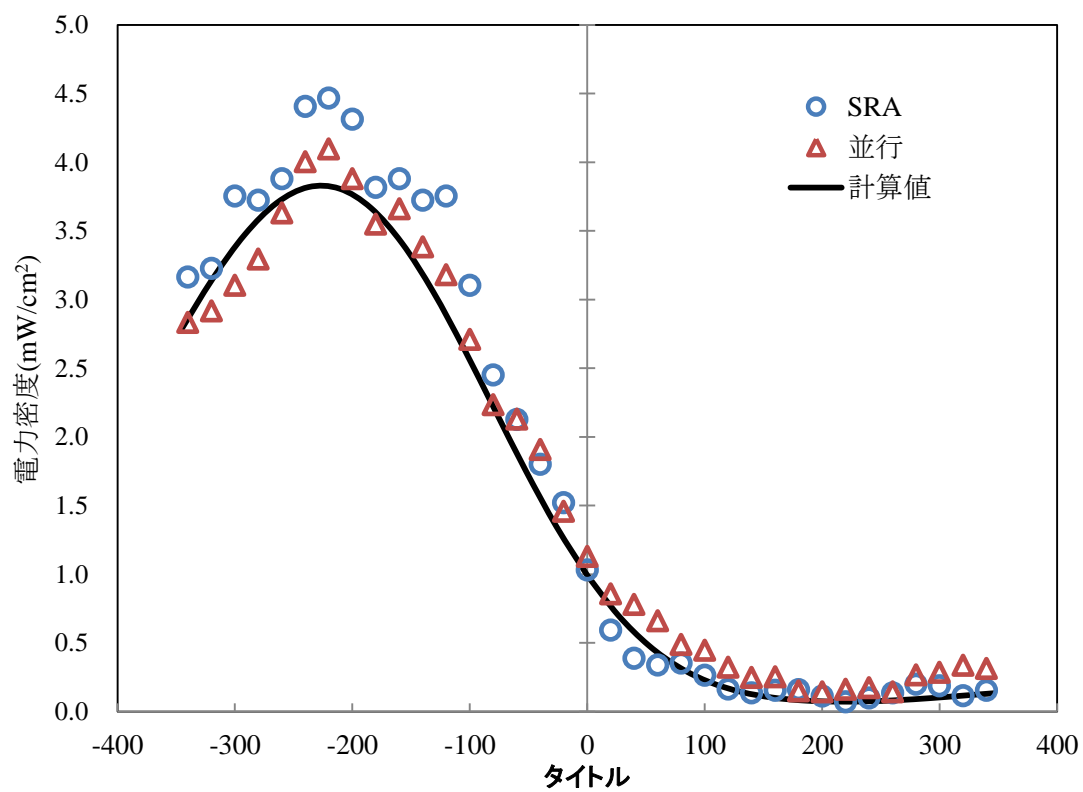


図 3.4.9 放射パターンの測定結果と計算結果の比較

3.4.5 ビーム走査した場合の放射パターンの評価

次に指向性利得の計算を元にビーム走査した時の評価を行った。ビーム振れ角の評価、ビーム走査した場合の利得の減衰、また放射パターンの形状の評価の3点を行った。

図 3.4.10 は理想的なビーム振れ角 $\alpha(\text{deg})$ に対する計算で実際に振れた角 $\beta(\text{deg})$ のグラフである。理想的な振れ角とは式(2.3.3)に従いフェーズドアレーの理論通りにビーム走査出来た場合の角度である。図中の直線は $\beta=\alpha$ であり、理想的にビームが振れればこの直線上にプロット点が乗るはずである。プロット点が直線の下側にあり、理想的な振れ角に対して実際の振れ角は小さくなった。プロット点は $\beta=0.74\alpha$ の関係が見られた。この傾向は実験時にも見られた。4 素子サブアレーで4 素子単位で同相で位相制御しているためと考える。4 素子サブアレーで所望の位置へビーム走査するには式(2.3.3)に従うだけでなく、実際に触れる角度とのズレも考慮しなければならない。 α が 30deg までの範囲では2つのプロット点 $\phi = 0\text{deg}$ と $\phi = 45\text{deg}$ による大きな違いは見られなかった。また指向性利得の計算を 1deg 単位で行ったため、最大値の角度の読み取りも 1deg 単位で行い、プロット点が直線でなくなった。しかし傾向を読み取るには問題ない。

図 3.4.11 に理想的なビーム振れ角 $\alpha(\text{deg})$ に対する指向性利得をプロットしたものを示す。図 3.2.3 の SONNET と同じ傾向が見えたと言える。ここでも2つのプロット点 $\phi = 0\text{deg}$ と $\phi = 45\text{deg}$ による大きな違いは見られなかった。

図 3.4.12 に $\theta=12\text{deg}$ へビーム走査した場合の放射パターンの計算結果を示す。 $\phi = 0\text{deg}$ と $\phi = 45\text{deg}$ による違いが表れており、 $\phi = 45\text{deg}$ のグラフの方がメインローブが細く、サイドローブが高い事がわかる。図 3.4.13 のように $\phi = 45\text{deg}$ ではビーム走査時の素子間隔が対角線で効いてくるため、 $\phi = 0\text{deg}$ と比較して素子間隔が長くなるためである。フェーズドアレーの素子間隔は同相のアンテナ間距離であり、サブアレー間距離とは異なるので注意が必要である。 $\phi = 45\text{deg}$ のグラフでサイドローブの利得は $\theta = -7\text{deg}$ で 14.8dBi であり、メインローブが 21dBi なのでサイドローブはメインローブに対して 4 分の 1 の強度である。ビーム走査時に思わぬ方向へ強い電力を放射する恐れがあるので注意しなければならない。また放射パターンの ϕ 依存性を軽減させるにはアレーアンテナの配置形状は出来るだけ円形に近い方が望ましい事が分かる。

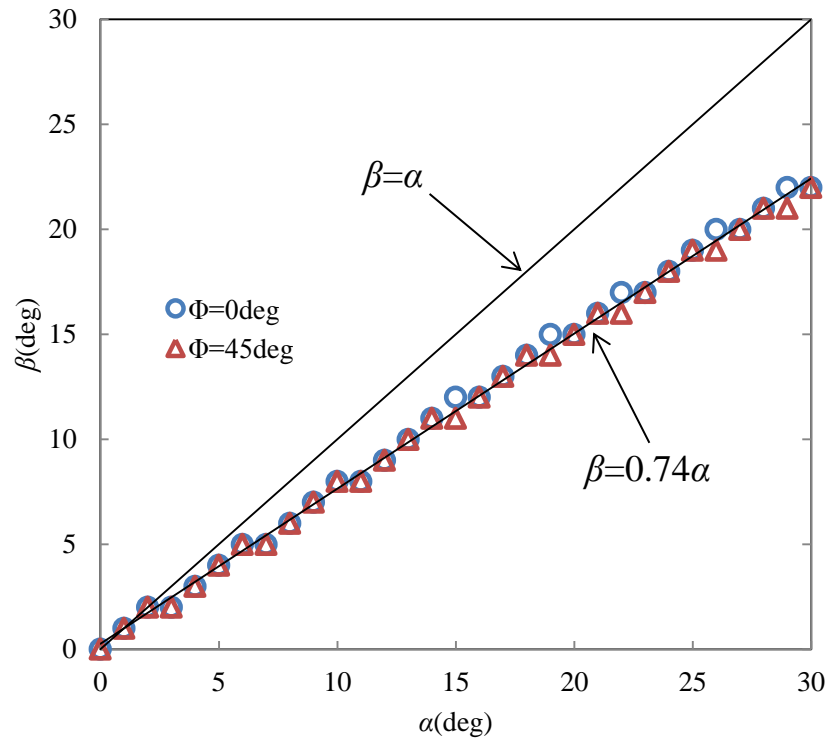


図 3.4.10 ビーム走査時の実際のビーム振れ角

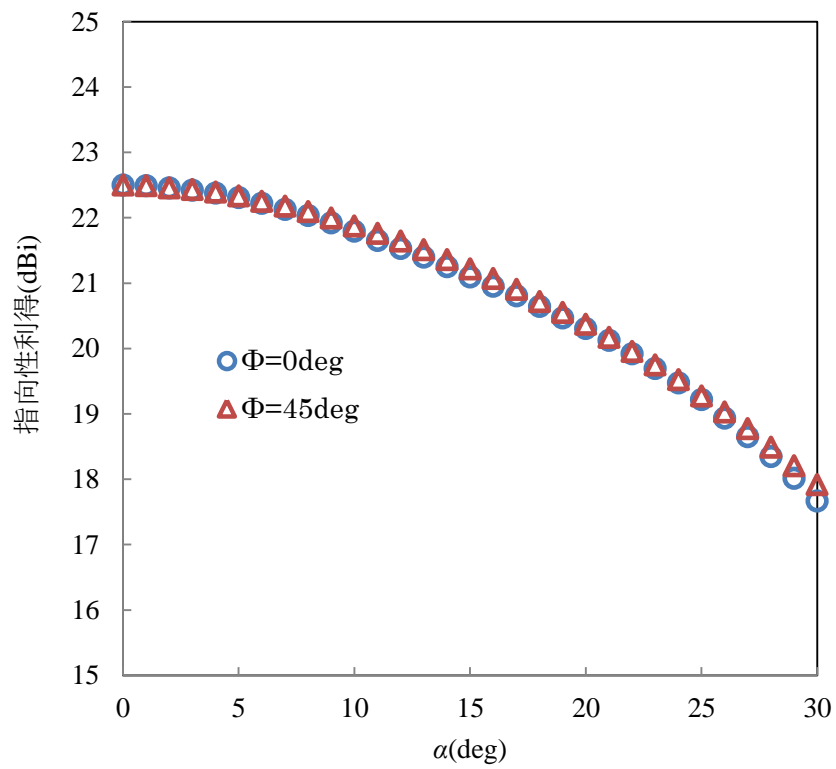


図 3.4.11 ビーム走査時の指向性利得

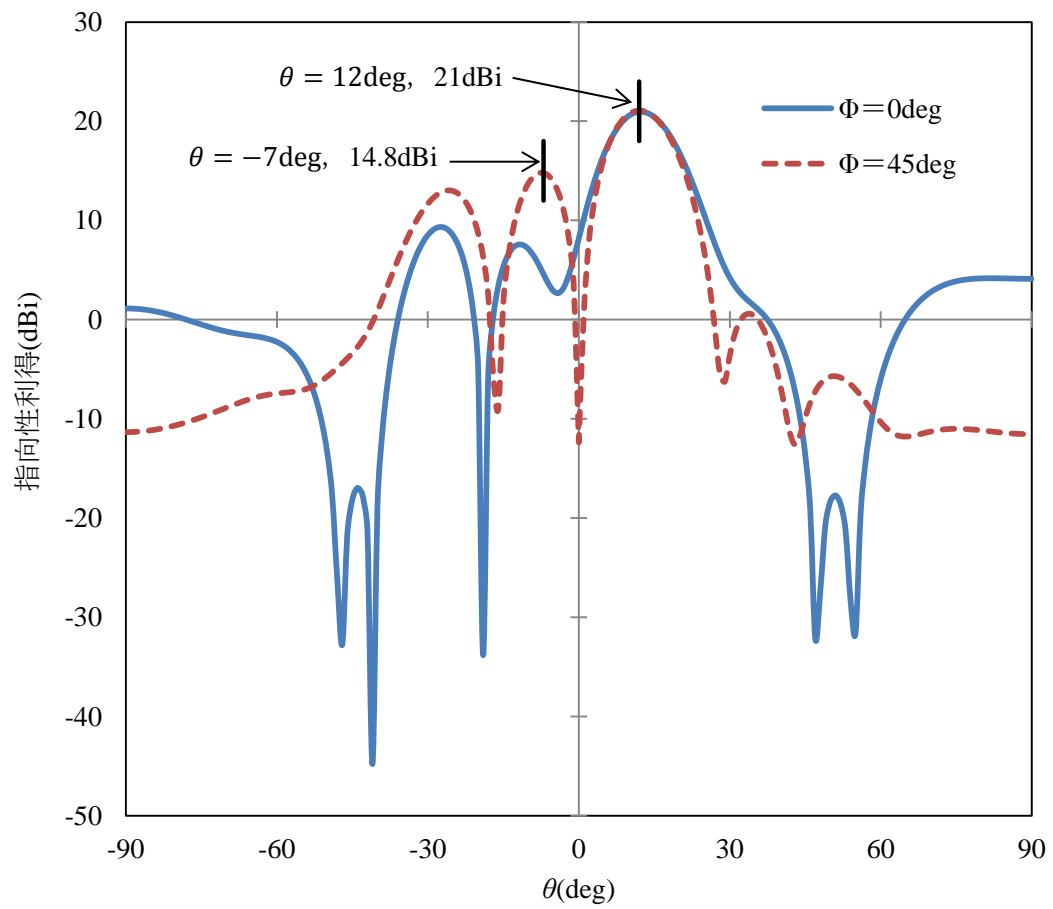


図 3.4.12 $\theta=12\text{deg}$ へビーム走査した場合の放射パターンの計算結果

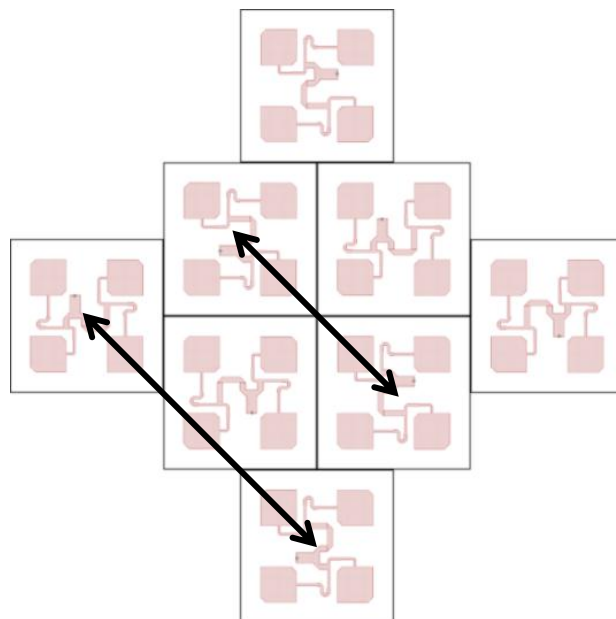


図 3.4.13 $\phi = 45\text{deg}$ の場合の素子間隔の考え方

第4章 結論

4.1 プリント基板のパラメータ

MSA を製作するには低 Q 化が望ましく、低 Q 化すれば放射効率 η が向上し、帯域幅 B_r が拡大する。その為に誘電率 ϵ_r は低く、誘電体厚 t は厚く、誘電正接 $\tan\delta$ は低い方が望ましい。また ϵ_r が低ければ指向性利得も大きくなる。しかし誘電率 ϵ_r が低く誘電体厚 t が厚ければMSLが太くなるので太くなり過ぎないように注意が必要である。

4.2 実験装置

当研究室の送電装置は 5.8GHz のマイクロ波を発振器から分配と増幅を繰り返し、移相器を介して 8 個のアンテナに電力を届けフェーズドアレーアンテナを形成する。

アンテナ直前のアンプは 2 段用意し、それぞれ 37dB と 30dB の高い増幅率があり、30dB のアンプは規格上出力上限が 30dBm(1W)であり、合計で 8W の電力が到達する予定である。しかし 8 個のアンプの出力はバラバラで 29~30dBm であり、実際にアンテナに到達する電力の合計は 7.2~7.4W 程度である。

移相器は Hittite 製のもの 3 つとアルモテック製のもの 4 つ使用し、Hittite 製のものは移相誤差が最大で 15deg で減衰率が-7.8dB である。アルモテック製のものは移相誤差が±5deg 以内で少ないが減衰率が-24.5dB で大きい。多段でアンプを組んでいるので問題ない。

4.3 4 素子サブアレーSRA パッチアンテナの製作

図 3.2.3 の SONNET の解析より素子間隔は 0.68λ を採用し、左旋円偏波とした。 S_{11} 特性と軸比で設計目標を満たすものが製作できた。スミスチャートの形状より楕円偏波の傾向だが、望んだ軸比は得られ、SRA の効果が大きいことが確認できた。

4.4 フェーズドアレーアンテナの実験

並行配置と比較し SRA 配置の方が軸比が高くなった。またビーム走査しても SRA 配置の方が軸比の減衰が少ない。そして製作した 9 個のアンテナの軸比の平均値より SRA 配置にする事で向上した。以上 3 点より SRA 配置の有用性を示せた。今後当研究室の送電には SRA 配置を用いる。

4.5 指向性利得の計算

モーメント方による計算と実測値と比較することで、式(2.2.16)による MSA の指向性利得の計算の信頼性を示した。当研究室の送電アンテナの利得を 22.5dBi とし、メインローブは 14deg までとし、メインローブ含有電力を 69% と計算した。また任意の領域を積分することでその領域に含まれている電力を計算することで、送電効率の参考になり、フェーズドアレーでビーム走査した場合でも有効であり、今後の送電効率の参考になることを示した。

放射パターンの実測値と計算値で比較し、形状は概ね一致した。放射パターンの測定に送電側と同じ左旋円偏波アンテナを用いればより実測値と計算値が一致すると考えられる。

ビーム走査した場合の振れ角と利得、放射パターンの形状について評価した。振れ角は所望の振れ角に対して 0.74 倍の違いが生じた。所望の振れ角に対して 1.35 倍大きく振るつもりで位相制御してやれば良い。ビーム走査すれば利得は緩やかに減衰する事を示した。

$\theta=12\text{deg}$ へビーム走査した場合の放射パターンについて、 $\phi=45\text{deg}$ のパターンは素子間隔が対角線で効いてくるので素子間隔が広くなり、サイドローブが大きくなる。思わぬ方向への不要放射が増えるので注意しなければならない。

あるアンテナの電界の式が分かれば指向性利得が計算でき、これだけ様々な事が計算できる事を示した。

4.6 まとめと今後の展望

4素子サブアレーMSAにSRAの理論を適用することで製作した9つのアンテナで軸比を確保でき、SRAの有用性を示すことができた。またフェーズドアレーアンテナの配置にSRAを応用することでも効果が示せた。よって送電装置の開発は一区切りつける。

現在の当研究室の送電電力では小型飛行機は飛ばないので、今後マイクロ波の無線電力伝送で実際に小型飛行体を飛ばす為に必要なアプローチについて述べる。アプローチは3つある。まず1つ目が送電電力の向上で現在の8Wから増やせばよく、またアレー面積を増やすことで利得を向上させる方法である。2つ目が取得電力の向上で、レクテナの改良であり、レクテナの数を増やすことで受電面積を増やすことである。3つ目は低電力で飛ぶ飛行機の開発である。簡素で低コストで飛行させることができれば小型飛行体の応用も広がり、開発の流れに弾みもつく。

1つ目のアプローチは送電回路の集積化で可能となる。現在の送電装置は各コンポーネントをSMAコネクタで接続しており、装置が煩雑かつ大型化し、各コンポーネントのコストも高くなる。これを解決するのにアンプや移相器はMMICを用意し、一つの基板上で分配、増幅、移相の調節を行えば装置が簡素化し、ポートを容易に増やす事ができ、かつMMICならコストも少なく済む。ポートを増やせばMSAは製作が容易なので高利得化も可能であり、素子間隔を狭める事でビーム走査した場合のサイドローブ低下にもつながる。この為には集積化または基板実装の技術が必要となる。またアンプは壊れるものなのでMMICを取り替え可能な構造にする必要がある。

2つ目のアプローチのレクテナの開発について述べる。小型飛行体で電力を取得するには受電面積が限られている。そこで当研究室ではフェルトを誘電体とするフレキシブル基板を用いたレクテナを開発した^[11]。これを用いることで曲面にもレクテナを装着でき、効率よく飛行体の表面積を利用できる。しかし湾曲させることで様々な特性が変化し、また製作する上で再現性が確保できず、大量生産ができない。今後レクテナに関してこれらの問題を解決する必要がある。

3つ目の小型飛行機の低電力化について述べる。このアプローチは無線電力伝送ではなく航空分野からのアプローチとなる。低電力で飛行可能となれば送電側や受電側の装置を小型化でき、低コスト化につながる。また飛行機の小型化にも寄与し、サイズによっては様々な応用が広がる。今後こういった分野の研究が進めば無線電力伝送を用いた小型飛行体の実現に大きく寄与するので期待したい。

参考文献

- [1] 篠原真毅：“マイクロ波給電システムの開発と応用,” ワイヤレス給電特集②
- [2] Thomas W. R. East：“A Self-steering Array for the SHARP Microwave-Powered Aircraft”
IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 40, NO. 12,
DECEMBER 1992
- [3] 藤野義之 藤田正晴 伊藤猛男 松本紘 賀谷信幸 藤原暉雄 佐藤達男：
“レクテナを用いたモータ駆動試験と MILAX 飛行実験,”
通信総合研究所季報 pp113-120 September 1998
- [4] USEF ホームページ：<http://www.jspacesystems.or.jp/usef/>
- [5] 羽石 操, 平澤 一紘, 鈴木 康夫：“小型・平面アンテナ,” 電子情報通信学会 (1996)
- [6] 電子情報通信学会：“アンテナ工学ハンドブック第2版,” オーム社 (2001)
- [7] 森栄二：“マイクロウェーブ技術入門講座[基礎編],” CQ 出版社(2003)
- [8] 宮川雄大 谷島正信 佐々木進 佐々木拓郎 本間幸洋 苗村康次：
“マイクロ波電力伝送地上実験に向けたビーム方向制御装置の研究,”
信学技報 WPT2011-03 (2011-07)
- [9] 手代木扶 田中正人 高橋徳雄：
“シーケンシャル回転アレーの相互結合低減効果とフェーズドアレーへの適用,”
信学技報 A・P96-23(1966-05)
- [10] 平面三次元電磁界シュミレータ SONNET：<http://www.sonnetsoftware.co.jp/>
- [11] 澤原弘憲：“飛行体への無線電力伝送における軽量フレキシブルレクテナ,” 修士論文,
東京大学, 2011 年 3 月

学会発表

第一著者

- [i] ○宮代健吾 石場舞 浅井健太 小紫公也 高橋将司 牧謙一郎 田中孝治
佐々木進 川原 康介 鎌田幸男
「MAV へ送電用の円偏波パッチアンテナアレーの製作」
第 14 回宇宙太陽発電システム (SPS) シンポジウム 東京 2011 年 10 月
- [ii] ○宮代 健吾 小紫 公也 井上 史也 牧 謙一郎 田中 孝治 佐々木 進
「シーケンシャル回転アレーアンテナを用いた MAV への無線電力伝送」
無線電力伝送研究会 東京 2012 年 11 月

共著

- [a] ○Ishiba M., Miyashiro K., Asai K., Komurasak K., Arakawa Y.
“Wireless Power Transmission and Telecommunication using a Microwave Active Phased Array;
9th Annual International Energy Conversion Engineering Conference, San Diego, Aug., 2011.
- [b] ○牧謙一郎 高橋将司 宮代健吾 田中孝治 佐々木進 川原康介 鎌田幸男
小紫公也
「太陽発電衛星の軌道上試験を目指した薄型送電システムの開発」
第 14 回宇宙太陽発電システム (SPS) シンポジウム 東京 2011 年 10 月
- [c] ○牧謙一郎 高橋将司 宮代健吾 田中孝治 佐々木進 川原康介 鎌田幸男
小紫公也
「軌道上実証試験を目指した太陽発電衛星ブレードボードモデルの開発」
第 55 回宇宙科学技術連合講演会 1H03 愛媛 2011 年 11 月
- [d] ○牧謙一郎 高橋将司 宮代健吾 田中孝治 佐々木進 川原康介 鎌田幸男
小紫公也
「太陽発電衛星技術の軌道上実証を目指したマイクロ波送電システムの開発」
第 12 回宇宙科学シンポジウム 神奈川 2012 年 1 月

- [e] ○石場舞 宮代健吾 浅井健太 小紫公也 荒川義博
「MAV へのエネルギー情報同時伝送」
第 31 回宇宙エネルギーシンポジウム 神奈川 2012 年 2 月
- [f] ○高橋 将司 佐々木 進 田中 孝治 牧 謙一郎 宮代 健吾 小紫 公也
齋藤 智彦
「太陽発電衛星用マイクロ波無線電力送電のための基礎実験」
第 31 回宇宙エネルギーシンポジウム 神奈川 2012 年 2 月
- [g] ○Ken-ichiro Maki Masashi Takahashi Kengo Miyashiro Koji Tanaka
Susumu Sasaki Kousuke Kawahara Yukio Kamata Kimiya Komurasaki
「Microwave Characteristics of a Wireless Power Transmission Panel
Toward the Orbital Experiment of a Solar Power Satellite」
Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission:
Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2012 IEEE MTT-S International
京都 2012 年 5 月
- [h] ○高橋将司 田中孝治 牧謙一郎 佐々木進 川原康介 宮代健吾 小紫公也
「SPS 小型衛星による軌道上実験を目指したブレッドボードモデルの開発」
第 15 回宇宙太陽発電システム (SPS) シンポジウム 宮城 2012 年 9 月
- [i] ○井上史也 田中孝治 牧謙一郎 高橋将司 宮代健吾 村口正弘 佐々木進
「SPS 小型実証実験衛星搭載用アンテナにおけるアンテナ素子配列の検討」
無線電力伝送研究会 東京 2012 年 11 月

謝辞

指導教官の小紫公也教授には研究室輪講を含め、普段から厳しくもためになるご指導を頂き大変感謝いたします。学会に向けての準備では分かりやすく伝える方法などのご指導を賜り大変参考になりました。航空宇宙工学専攻の荒川義博教授には研究室輪講で丁寧に指導して頂き感謝いたします。また小泉宏之准教授は研究室輪講のみならず、日頃から実験室で電源の取り扱いや高周波機器の貸出など、実践的な面でもご指導頂き感謝いたします。トニー・ショーンヘル助教には輪講発表後にも個別にアドバイス頂き感謝いたします。

また後輩の奥田健太君は普段から実験に協力していただき、無線電力伝送について熱心に議論を交わす事ができ、感謝いたします。先輩の石場舞さんには無線電力伝送について様々な事を教えて頂き感謝いたします。先輩の山口敏和さんにはこの修士論文や発表資料の添削で相談させて頂き感謝いたします。そして同じ研究室のメンバーはお互い研究に関して議論することで切磋琢磨でき、修士の2年間で成長できたので感謝いたします。

そして宇宙科学研究所の佐々木進教授、田中孝治准教授、牧謙一郎助教には学部生の頃から指導して頂き、修士に進学しても実験装置や設備など、また電磁界シミュレータのSONNETも使用させて頂き、また高周波回路の深い知識に基づく指導など、感謝いたします。また佐々木研究室の学生には円偏波の軸比測定など協力して頂き感謝いたします。

そして“小型・平面アンテナ”（電子情報通信学会出版）は難しい理論がわかりやすく書いており、修士の2年間で大変参考にさせて頂きました。著者の羽石操様、平澤一紘様、鈴木康夫様には大変感謝いたします。

最後にこれまで生活面で暖かく支援して頂いた家族に大変感謝いたします。