

平成 18 年度

# 修 士 論 文

無給電素子と反射板による結合効果を利用した  
間引き給電型アレーアンテナに関する研究

指導教官 高野 忠 教授

東京大学大学院 工学系研究科 電子工学専攻

56426 居村 岳広

2007 年 2 月 2 日 (金) 提出

# 目次

第 1 章	序論	
1.1	研究の背景.....	1
1.2	本論文の目的.....	3
1.3	本論文の構成.....	4
第 2 章	アンテナの基礎理論	
2.1	インピーダンスマッチング.....	5
2.2	利得と放射パターン.....	7
第 3 章	アンテナ解析方法	
3.1	各種電磁界解析手法.....	16
3.2	モーメント法.....	17
第 4 章	アンテナの測定系	
4.1	リターンロスの測定.....	20
4.2	放射パターンの測定.....	22
4.3	電波無響室.....	25
第 5 章	間引き給電型アレーアンテナの理論	
5.1	間引き給電型アレーアンテナ.....	28
5.1.1	各種アレーアンテナ	
5.1.2	間引き給電型アレーアンテナの必要性	
5.2	間引き給電型アレーアンテナの原理.....	29
5.2.1	アレーアンテナの原理	
5.2.2	アンテナ素子間の相互結合	
5.2.3	アンテナ素子と反射板の結合効果	
5.2.4	間引き給電型アレーアンテナの原理と構成	

第 6 章	60%を超える間引き給電型アレーアンテナのシミュレーション解析	
6.1	シミュレーション条件.....	38
6.2	60%間引き給電型アレーアンテナの構成とシミュレーション結果.....	40
6.2.1	単一給電素子の場合	モデル 1F
6.2.2	H 面に給電 1 素子と無給電 2 素子を配置する場合	モデル 1F2P
6.2.3	H 面に給電 2 素子と無給電 3 素子を配置する場合	モデル 2F3P
6.2.4	E 面に給電 2 素子を配置する場合	モデル 2F0P
6.2.5	E, H 面に給電 2 素子と無給電 4 素子を配置する場合	モデル 2F4P
6.2.6	E, H 面に給電 4 素子と無給電 6 素子を配置する場合	モデル 4F6P
6.3	67%間引き給電型アレーアンテナの構成とシミュレーション結果.....	104
6.3.1	E, H 面に給電 4 素子と無給電 8 素子を配置する場合	モデル 4F8P
6.4	6 章まとめ.....	111
第 7 章	60%間引き給電型アレーアンテナの製作と実証実験	
7.1	直接給電型ダイポールアンテナ.....	112
7.1.1	直接給電型ダイポールアンテナの構成	
7.1.2	オフセット給電	
7.2	分配器.....	113
7.3	実験構成.....	116
7.4	60%間引き給電型アレーアンテナの構成と実験結果.....	117
7.4.1	単一給電素子の場合	モデル 1F
7.4.2	H 面に給電 1 素子と無給電 2 素子を配置する場合	モデル 1F2P
7.4.3	H 面に給電 2 素子と無給電 3 素子を配置する場合	モデル 2F3P
7.4.4	E, H 面に給電 4 素子と無給電 6 素子を配置する場合	モデル 4F6P
7.5	7 章まとめ.....	133
第 8 章	80%を超える間引き給電型アレーアンテナのシミュレーション解析	
8.1	84%間引き給電型アレーアンテナの構成とシミュレーション結果.....	134
8.1.1	E, H 面に給電 1 素子と無給電 8 素子を配置する場合	モデル 1F8P
8.1.2	E, H 面に給電 2 素子と無給電 13 素子を配置する場合	モデル 2F13P
8.1.3	E, H 面に給電 4 素子と無給電 21 素子を配置する場合	モデル 4F21P
8.2	8 章まとめ.....	143

第 9 章	超低姿勢ダイポールアンテナ素子の拡張技術	
9.1	非対称超低姿勢ダイポールアンテナ.....	144
9.1.1	意義	
9.1.2	アンテナ構成と原理	
9.1.3	シミュレーション条件と結果	
9.1.4	実験結果	
9.2	非対称超低姿勢ダイポールアンテナとシュペルトップ.....	153
9.2.1	意義	
9.2.2	アンテナ構成と原理	
9.2.3	実験結果	
9.3	9 章まとめ.....	158
第 10 章	まとめ.....	159
参考文献.....		160
掲載論文・発表論文.....		161
謝辞.....		163



# 第 1 章 序論

## 1.1 研究の背景

ビームを自在に動かせるフェイズドアレーアンテナは宇宙太陽発電（SSPS : Space Solar Power System）や、大容量を送受信する次世代の通信用のビーム走査型アンテナとして期待されている。ところが、フェイズドアレーアンテナはアンテナ各素子に給電するので、給電するアンテナ素子数に比例して給電回路が増大し給電回路が煩雑となってしまう。その為、設計が難しくなるだけでなく、総重量の増加、サイズの増加、コストの増加につながる。特に、コストの面から見て、給電回路のコスト削減は悲願である。その為、給電回路の簡略化、低コスト化の研究が盛んにされている[1][2][3]。しかしながら、給電する素子自体を減らす事で、給電回路の簡略化するという手法である間引き給電についての研究報告は非常に少ない[4]。

一方、アンテナをアレー化した時に、素子間の電磁界的な相互結合が起こる。アレー化した時には、この相互結合により放射パターンが乱されるので、相互結合を抑制、補償する研究が多数報告されている[5]、一方、無給電素子と給電素子の相互結合を積極的に利用する研究も報告されている[6][7]。特に、八木宇田アンテナは有名であり、現在でも様々な角度から研究されている。しかしながら、放射方向にアレー化されているが、コンパクトな形状を考えると、放射方向に対し、垂直方向に最大放射角を持つ構造が望まれる[8][9][10]。

しかしながら、無給電素子と給電素子の相互結合を積極的に利用し、無給電素子をアンテナ素子としてアレーアンテナに利用する研究は非常に少ない。類似した技術としては、シニング法があるがその問題点の鋭い指摘がある[11]。シニング法は、アレーアンテナの給電素子の代わりに無給電素子を装荷する所までは同じであるが、その無給電素子に負荷を接続してしまい、電力を無給電素子で消費してしまう点、そして、サイドローブを抑える事を目的としている事、そして、アンテナ利得が全素子給電の時より低くなってしまう事が大きく違う。更に、シニング法は、規定のアレー配置からランダムに給電素子を無給電素子に入れ替える方法であり、給電素子の 10%程度のみ削減である。間引き給電は 50%以上の削減効果を目指にする。

間引き給電の技術が確立されると、その応用範囲は非常に広く、多くのアレーアンテナに応用出来る可能性がある。つまり、給電素子が必ずしもダイポールアンテナでなくても良い為である。また、給電素子を減らせるので、大規模なアレーアンテナについては、そのメリットと影響は大きい。特に、宇宙太陽発電の様な 20 億本のアンテナ素子が必要なシステムにおいては、素子数が半分になるだけで非常にインパクトがある[12]。

これまでの間引き給電の研究においては反射板がない状態、つまり、自由空間中のダイポールアンテナと無給電素子に対し、相互結合効果を積極的に利用し、無給電素子を擬似的に給電素子同様に扱える事がわかっている [13] (図 1.1)。

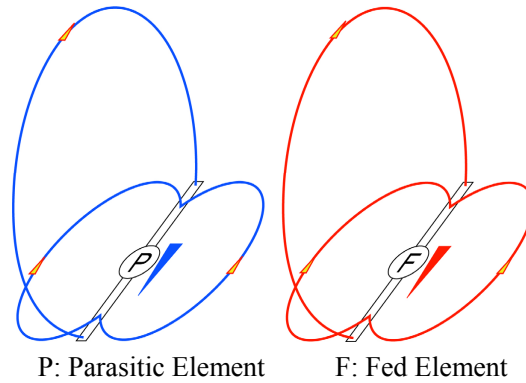


図 1.1 無給電素子からの再放射の概形図

次に、アンテナ素子自体に注目する。アレーアンテナの素子としては、構造がシンプルな素子であるほど設計がし易いので、本研究ではダイポールアンテナを使用する。特に、アレーアンテナを低姿勢で使用する為には、超低姿勢ダイポールアンテナ（ULPD antenna： Ultra Low Profile Dipole antenna）が必要であり、また、この ULPD アンテナで使われている直接給電型構造は非常に作成しやすく、本研究に向いている。しかしながら、この ULPD アンテナのビーム幅は通常の反射板付きダイポールアンテナより狭いビーム幅である。相互結合を利用したアレーアンテナとして使用するには、ビーム幅の広いアンテナが有望である。

一方、この ULPD アンテナは次の様な所にも有望な技術である。例えば、アレーアンテナ同様、人工衛星搭載用のアンテナはコンパクトな形状が望まれており、小型のアンテナが必要とされている。その為、ULPD アンテナは有望な技術である。しかしながら、従来の反射板付きダイポールアンテナと同じく ULPD アンテナも左右対称となっており、アンテナの中央に給電線と支えの役割を担う縦軸が必ず配置されるような設計になってしまう。例えば、人工衛星においては、様々な機材が人工衛星内部に搭載されており、それらを邪魔しない様にアンテナとその周辺回路等を設置しなくてはならない。その為、アンテナ形状による設置の自由度の向上は設計において重要な課題となる（図 1.2）。ULPD アンテナは超低姿勢であり、かつ反射板付きダイポールとしては高い利得のアンテナとして研究されている。一般には、反射板とダイポールアンテナを近づけると電波が出ないと言われていたが、反射板に近接する事により、カップリング効果生まれ、アンテナ上のインピーダンスが下がり大きな電流がアンテナ上に乗る、結果として、アンテナは前方に強い電波を放射する。その為、一般に使われている反射板から  $\lambda/4$  の高さに設置された反射板付きのダイポールアンテナの利得 7.5dBi より 1.5dBi 高い 9dBi を得られる[14][15]。従来の対称型 ULPD アンテナは T 字形であり、アンテナの支柱である垂直部分が中心にあり、水平部分の同軸部分と無垢の銅である寄生素子が左右対称な構成をしている。その為、共振が水平部分で起こりダイポールとして動作する。一般的なダイポールと同様に、この対称型 ULPD アンテナにおいても、縦軸の位置がアンテナの中央に固定され、設計の自由度が少ない。

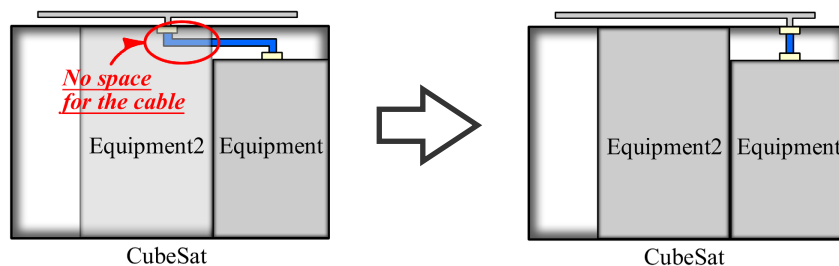


図 1.2 アンテナ形状変化による設計の自由度の向上

## 1.2 本論文の目的

アレーアンテナにおいて、給電素子を削減する事ができる事をシミュレーション、実証実験をもって示す。給電素子の代わりに無給電素子を使用しても、全て給電した時と同様の利得を得られるよう設計し、動作原理を究明する。つまり、無給電素子と反射板を用いて電磁界的な相互結合効果により給電素子数を削減する事を目的とした、間引き給電型アレーアンテナについて、解析、実験を行う（図 1.3）。本研究ではビーム走査は行なわないが、将来的にコンパクトな形状のフェイズドアレーアンテナとして利用する事も想定し、アンテナの構成は、反射板上、かつ、同一平面にアンテナを配列し、無給電素子が給電素子として動作させる事を主眼に置く。具体的なアプローチ方法は、アレーアンテナにおける電磁波の振る舞い、鏡像法から、アンテナ配置のモデルを定める。更に、適切な配置法を求める為に、素子間の結合効果を含めた数値解析が出来るモーメント法を用いて、最終的な配置を決定し、実験により検証する。つまり無給電素子が反射板上でアンテナとして動作し、間引き給電型アレーアンテナが1つのアレーアンテナとして成立する事の実証である。更に、給電素子と無給電素子と反射板の間で起こっている現象の解明をする。

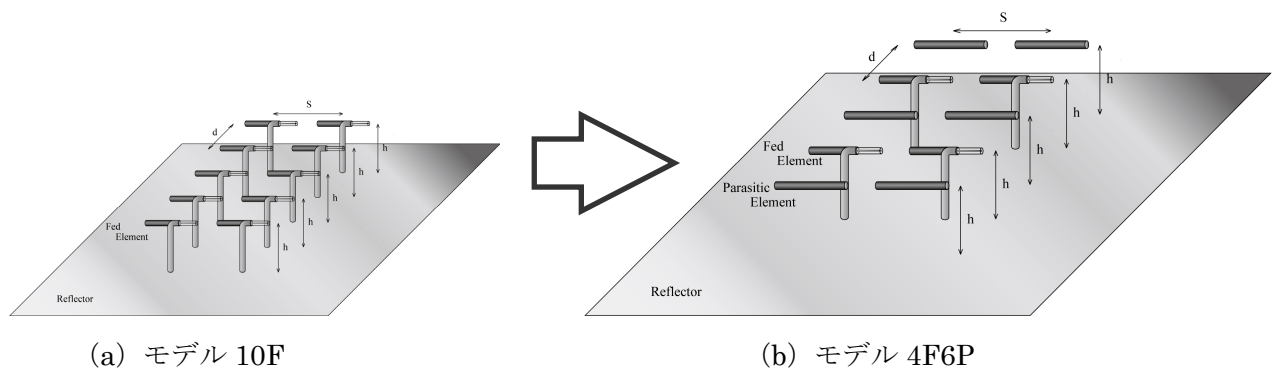


図 1.3 通常の全給電型アレーアンテナ (a : モデル 10F) と  
無給電素子による間引き給電型アレーアンテナ (b : モデル 4F6P)

一方、アレーアンテナで使用する事を想定したアンテナ素子自体についても研究を行なう。非対称型超低姿勢ダイポールアンテナについては、アンテナの特性を明らかにする事を目的とする。設計の自由度を向上させる為、それぞれの目的に応じた形状、ビームを形成する。具体的には、放射パターンの広角化を目指す非対称型超低姿勢ダイポールアンテナ（図 1.4）と、シュペルトップを用いた電流阻止による非対称型ダイポールアンテナ（図 1.5）におけるダイポールモードの生成について述べる。共に、実験を用いて検証する。

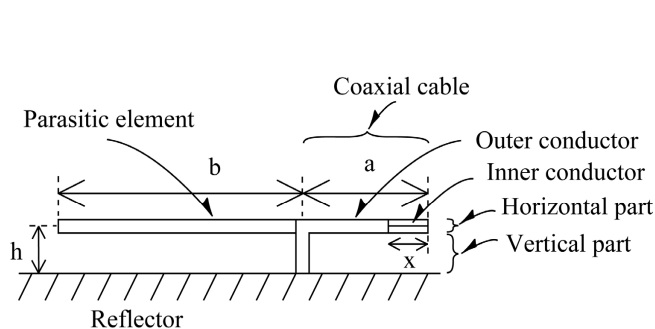


図 1.4 非対称型 ULPD アンテナ

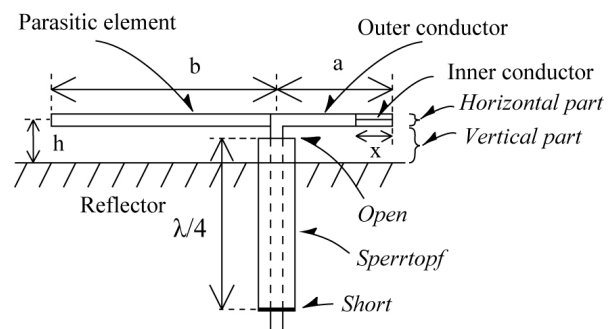


図 1.5 非対称型 ULPD アンテナとシュペルトップ

## 1.3 本論文の構成

本論文はアレーアンテナの特性を述べる 5～8 章の間引き給電に関する事と、アンテナ素子自体の特性を述べる 9 章の非対称型超低姿勢ダイポールアンテナに関する事という構成で成り立っている。これはアレーアンテナにおいて低姿勢の配置が困難である事、そして、アンテナ素子自体がアレーアンテナで用いるべき特性を満たさなかった事により、アンテナ素子自体の研究は後半の 9 章に示し、適切な特性を得られた間引き給電を前半の 5～8 章に示す。本論文の細かな構成は以下の様にする。

第 2 章でアンテナの基礎理論について述べる。第 3 章でアンテナ解析方法について述べる。第 4 章でアンテナの測定系について述べる。第 5 章で間引き給電の理論について述べる。

第 6 章で間引き給電のシミュレーション結果を述べる。ここでは、H 面において給電素子間に無給電素子を装荷する場合について考える。そして、無給電素子により削減効果がある事、また、その動作原理をモデル 1F2P で示す。そして、H 面において給電素子間に無給電素子を 1 素子装荷した間引き率の 60% のモデル 4F6P を扱う。これは、無給電素子を装荷した間引き給電型のアレーアンテナが利得、サイドローブ共に 1 つのアレーアンテナとして成立したモデルである。さらに、H 面において給電素子間に無給電素子を 2 素子装荷し、間引き率 67% としたモデル 4F8P を述べる。給電素子と無給電素子の素子数に応じて節を分ける。

第 7 章で前の章において得られたシミュレーション結果を実証実験する。動作原理に用いたモデル 1F2P とアレーアンテナとして成立したモデル 4F6P を主に検証する。

第 8 章で H 面だけでなく E 面にも給電素子間に無給電素子を装荷した場合についてのシミュレーション結果を述べる。

第 9 章で素子自体の特性を検討した超低姿勢ダイポールアンテナの拡張技術について述べる。

最後に、第 10 章で、まとめを述べる。

## 第2章 アンテナの基礎理論

### 2.1 インピーダンスマッチング

アンテナの入力インピーダンス  $Z_r$  が伝送線路の特性インピーダンス  $Z_0$  と異なる場合、すなわちインピーダンスマッチングがとれていない場合、アンテナからの反射波が生じ、線路上には図 3.1 に示すような定在波が生じる。アンテナを含めた伝送線路に反射波が生じると、伝送電力の一部が戻ってくるため、空間への放射電力が悪化する。このため、アンテナの入力インピーダンスと伝送線路の特性インピーダンスの整合つまり、インピーダンスマッチングをすることが必要となる。アンテナを整合させるには、入射波に対する反射波の割合を表すリターンロス  $\rho$  が小さくなるようにアンテナを製作、調整する。

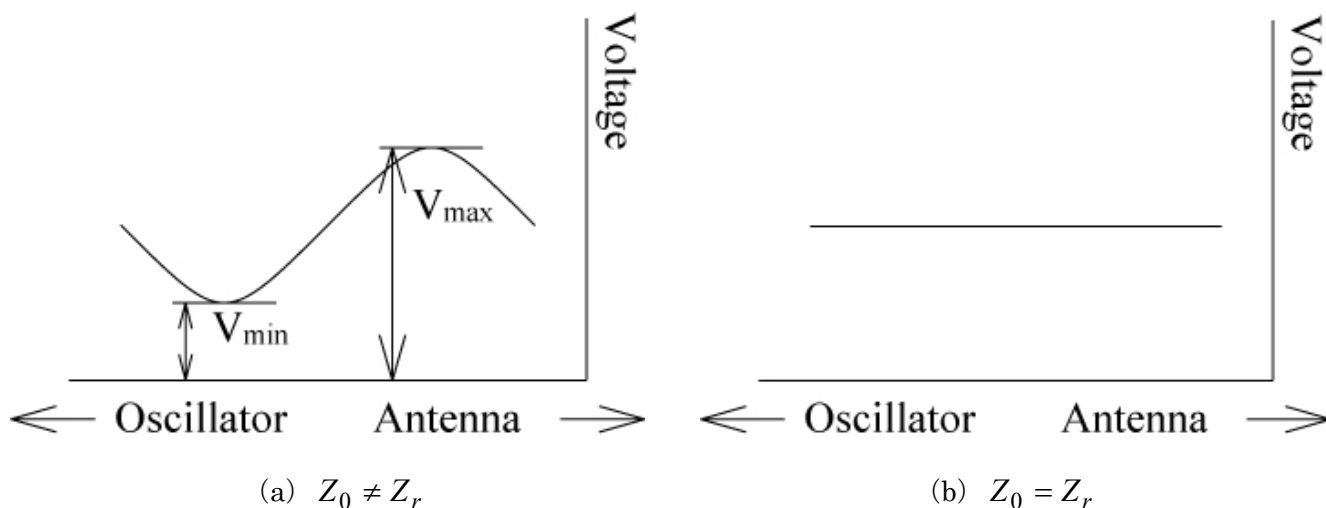


図 2.1 伝送線路上の定在波分布

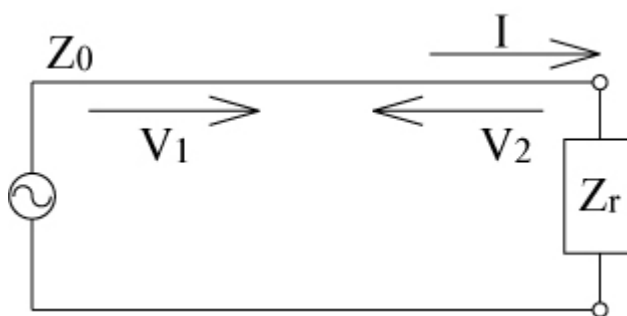


図 2.2 伝送線路上の反射係数

図 2.2 に示す回路で、アンテナの入力インピーダンスを  $Z_r$ 、線路の特性インピーダンスを  $Z_0$ 、アンテナでの電流を  $I$  とすると、入射波  $V_1$  および反射波  $V_2$  は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= \frac{(Z_r + Z_0)I}{2} e^{j\beta x} \\ V_2 &= \frac{(Z_r - Z_0)I}{2} e^{-j\beta x} \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

反射係数  $\Gamma$  は反射波に対する入射波の電圧比、もしくは、進行電力  $P_1$ 、反射電力  $P_2$  とした時の電力比で表される。アンテナでの反射係数  $\Gamma$  は

$$\Gamma = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1}} = \frac{Z_r - Z_0}{Z_r + Z_0} \quad (2.2)$$

となる。整合時は  $\Gamma=0$  より、 $Z_r=Z_0$  となる。

しかし、実際には反射係数は複素数で表されるため、アンテナの整合度を定量的に表すことのできる定在波比  $S$  を導入する。定在波比  $S$  とは、図 3.2 に示す定在波の極大値を  $V_{\max}$ 、極小値を  $V_{\min}$  としたとき、

$$S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (2.3)$$

と定義される。いま、入射波と反射波の絶対値  $|V_1|$  をおよび  $|V_2|$  とすると、

$$S = \frac{|V_1| + |V_2|}{|V_1| - |V_2|} = \frac{1 + \frac{|V_2|}{|V_1|}}{1 - \frac{|V_2|}{|V_1|}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.4)$$

となる。このように、定在波  $S$  は反射係数の  $|\Gamma|$  を用いて表せることがわかる。

実際にアンテナを整合させるときは式 (2.4) を変形する。もしくは、直接、式 (2.2) より電力で考え、デシベル表示したリターンロス  $\rho$  を用いる。

$$\rho = 20 \log |\Gamma| = 20 \log \frac{S-1}{S+1} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad [dB] \quad (2.5)$$

このリターンロス  $\rho$  は、不整合の度合いを表し、整合時には  $\rho = -\infty$  となる。例えば、 $-10dB$  で電力の 10% が電源側に戻り、90% は放射される。厳密に定められた値はないが、アンテナの放射パターンの特性を測るには  $-6dB$  でも問題なく行なえる。 $-10dB$  位でも問題はないが、本研究においては  $-14dB$  を一応の基準としている。 $-20dB$  もあれば全く問題ない。通常は、この値でアンテナの正否を決める。

更にアンテナ特性の詳細を知りたい場合はアンテナの入力インピーダンスを確認する。アンテナの入力インピーダンスを計算で求めるには、式 (2.5) を変形した次式を用いる。

$$Z = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.5')$$

ここで、アンテナの入力インピーダンス  $Z_r$  は複素数であるため、反射係数  $\Gamma$  も複素数となり、 $Z_r$  および  $\Gamma$  を以下のように定義する。

$$\left. \begin{aligned} Z &= R + jX \\ \Gamma &= U + jV \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

これを式(2.6)に代入して整理すると、

$$R + jX = \frac{Z_0(1 - U^2 - V^2)}{(1 - U)^2 + V^2} + j \frac{2Z_0V}{(1 - U)^2 + V^2} \quad (2.7)$$

となる。反射係数 $\Gamma$ を測定することで、式(2.7)より、アンテナの入力インピーダンスを求められる。一般的に、スミスチャートでこの特性を表示させる。

同軸ケーブルの特性インピーダンスは純抵抗の $50[\Omega]$ なので、アンテナの入力インピーダンスは $50[\Omega]$ にあわせる必要がある。

## 2.2 利得と放射パターン

利得 $G$ は無指向性アンテナに比べ、特定方向から何倍の強さで電力を受信できるかを数値化したものである。また、アンテナの放射電力における電力密度、ビームの鋭さを表す特性値とも捉える事ができ、アンテナに入力される電力が全空間に等しく放射された場合におけるある1点の方向の電力密度と、実際のアンテナから放射されたその1点の方向の電力密度の比を表す。特に、利得 $G$ は球座標系において考えるので、球座標を用いて説明すると、球座標の原点にアンテナをおいた時、同じ入力電力の点波源（アイソトロピックアンテナ）が $(\theta, \phi)$ 方向に放射する電力密度に対して、同じ入力電力をそのアンテナに入力した時に、 $(\theta, \phi)$ 方向に放射する電力密度が何倍になっているのかを表したものとも言える。また、この利得 $G$ を絶対利得と呼ぶ。単位は $\text{dBi}$ である。

また、アンテナへの入力電力がアンテナの放射過程において損失が全くないとした場合の利得は、指向性利得と呼び、損失を含めて考える時を動作利得と呼ぶ。一般に利得 $G$ と言った時には、実験時においては、動作利得を指し、シミュレーション時には、指向性利得を示す。本論文でも、同様に扱う。点波源の電力密度は、アンテナから放出される電力の平均の電力密度と等しいので、以下のように表す。

$$\begin{aligned} G &= \frac{(\theta, \phi) \text{方向における電力密度}}{\text{点波源の電力密度}} \\ &= \frac{(\theta, \phi) \text{方向における電力密度}}{\text{平均の電力密度}} [\text{dBi}] \end{aligned} \quad (2.8)$$

ある任意の点 $P$ とするとした時の $\theta$ 成分の電界を $E_{\theta 0}$ 、 $\phi$ 成分の電界を $E_{\phi 0}$ とし、 $P_{in}$ を入力電圧、 $\eta_0$ を自由空間の固有インピーダンスとすると、以下のように導かれる。

$$G = \frac{\frac{1}{2\eta_0}(|E_{\theta 0}|^2 + |E_{\phi 0}|^2)}{\frac{P_{in}}{4\pi r^2}} [\text{dBi}] \quad (2.9)$$

これ以降、P8～P11 の式 (2.10～2.52) にかけてこの式 (2.9) を導いていく。まず、式 (2.10～2.38) において、マクスウェルの方程式から、空間における電磁界と電力の関係を導き、式 (2.39～2.47) において、ポインティングベクトルを述べる。次に、式 (2.48～2.52) において、アンテナへの入力電力  $P_{in}$  とアンテナから放射される全電力  $P_0$  との関係を述べる。最後に、利得について述べる。

まず、アンテナから放射される電磁波を考える為に、マクスウェルの方程式を考える。マクスウェルの方程式は以下の式から成り立つ。

$$rot\mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\delta\mathbf{D}}{\delta t} \quad (2.10)$$

$$rot\mathbf{E} = -\frac{\delta\mathbf{B}}{\delta t} \quad (2.11)$$

$$div\mathbf{D} = \rho \quad (2.12)$$

$$div\mathbf{B} = 0$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} \quad (2.14)$$

$$\mathbf{i} = \sigma\mathbf{E} \quad (2.15)$$

等方性媒質内において、領域内に波源 ( $\mathbf{J}_0, \rho$ ) が存在しないとき、マクスウェルの方程式は以下の式となる。

$$rot\mathbf{H} = \mathbf{i} + \frac{\delta\mathbf{D}}{\delta t} \quad (2.16)$$

$$rot\mathbf{E} = -\frac{\delta\mathbf{B}}{\delta t} \quad (2.17)$$

$$div\mathbf{D} = 0 \quad (2.18)$$

$$div\mathbf{B} = 0 \quad (2.19)$$

また、自由空間中であるので、

$$\mathbf{i} = 0 \quad (2.20)$$

なので、

$$rot\mathbf{H} = \frac{\delta\mathbf{D}}{\delta t} \quad (2.21)$$

$$rot\mathbf{E} = -\frac{\delta\mathbf{B}}{\delta t} \quad (2.22)$$

$$div\mathbf{D} = 0 \quad (2.23)$$

$$div\mathbf{B} = 0 \quad (2.24)$$

となる。

以上の式より、アンテナから放射される電界、磁界は次式となる。

$$rot\mathbf{H} = \varepsilon_0 \frac{\delta\mathbf{E}}{\delta t} \quad (2.25)$$

$$rot\mathbf{E} = -\mu_0 \frac{\delta\mathbf{H}}{\delta t} \quad (2.26)$$



式 (2.25) と  $\mathbf{E}$  のスカラー積、式 (2.26) と  $\mathbf{H}$  のスカラー積により、

$$\mathbf{E} \cdot \text{rot} \mathbf{H} = \varepsilon_0 \mathbf{E} \cdot \frac{\delta \mathbf{E}}{\delta t} \quad (2.27)$$

$$\mathbf{H} \cdot \text{rot} \mathbf{E} = -\mu_0 \mathbf{H} \cdot \frac{\delta \mathbf{H}}{\delta t} \quad (2.28)$$

となる。式(2.27)－式(2.28)より、

$$\mathbf{E} \cdot \text{rot} \mathbf{H} - \mathbf{H} \cdot \text{rot} \mathbf{E} = \varepsilon_0 \mathbf{E} \cdot \frac{\delta \mathbf{E}}{\delta t} + \mu_0 \mathbf{H} \cdot \frac{\delta \mathbf{H}}{\delta t} \quad (2.29)$$

となる。

式 (2.29) の左辺は、ベクトルの公式により、

$$\mathbf{E} \cdot \text{rot} \mathbf{H} - \mathbf{H} \cdot \text{rot} \mathbf{E} = -\text{div}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \quad (2.30)$$

であり、式 (2.29) の右辺は、

$$\frac{\delta}{\delta t} \left( \frac{1}{2} \varepsilon_0 \mathbf{E} \cdot \mathbf{E} \right) = \varepsilon_0 \mathbf{E} \cdot \frac{\delta \mathbf{E}}{\delta t} \quad (2.31)$$

$$\frac{\delta}{\delta t} \left( \frac{1}{2} \mu_0 \mathbf{H} \cdot \mathbf{H} \right) = \mu_0 \mathbf{H} \cdot \frac{\delta \mathbf{H}}{\delta t} \quad (2.32)$$

により、

$$\varepsilon_0 \mathbf{E} \cdot \frac{\delta \mathbf{E}}{\delta t} + \mu_0 \mathbf{H} \cdot \frac{\delta \mathbf{H}}{\delta t} = -\frac{\delta}{\delta t} \left( \frac{1}{2} \varepsilon_0 \mathbf{E}^2 + \frac{1}{2} \mu_0 \mathbf{H}^2 \right) \quad (2.33)$$

となる。

よって、式 (2.29) は式 (2.30) と式 (2.33) により、

$$\text{div}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}) = -\frac{\delta}{\delta t} \left( \frac{1}{2} \varepsilon_0 \mathbf{E}^2 + \frac{1}{2} \mu_0 \mathbf{H}^2 \right) \quad (2.34)$$

と表せる。

これを、アンテナがある空間の体積  $v$  において積分すると、

$$\int_v \text{div}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dv = -\int_v \frac{\delta}{\delta t} \left( \frac{1}{2} \varepsilon_0 \mathbf{E}^2 + \frac{1}{2} \mu_0 \mathbf{H}^2 \right) dv \quad (2.35)$$

であり、この式 (2.35) の左辺はガウスの定理により、体積分から  $v$  を囲む閉曲面  $s$  上の面積分となる。また、右辺の時間微分を積分の外に出すと、

$$\int_s (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{s} = -\frac{\delta}{\delta t} \int_v \left( \frac{1}{2} \varepsilon_0 \mathbf{E}^2 + \frac{1}{2} \mu_0 \mathbf{H}^2 \right) dv \quad (2.36)$$

となる。

この式 (2.36) について考える。右辺の積分値の部分は空間  $v$  内の電界の全エネルギー  $W_e$  と磁界の全エネルギー  $W_m$  の和  $W$  であるので、式 (2.36) の右辺の積分値の部分は、以下の式 (2.37) となる。

$$\int_v \left( \frac{1}{2} \varepsilon_0 \mathbf{E}^2 + \frac{1}{2} \mu_0 \mathbf{H}^2 \right) dv = W_e + W_m = W \quad (2.37)$$

と与えられる。よって、式 (2.36) は式 (2.37) より、

$$\int_s (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{s} = -\frac{\delta W}{\delta t} = -P \quad (2.38)$$

となる。右辺は電力  $P$  であるので、式 (2.38) は空間に  $v$  内に生じる電磁界と電力の関係を示している。つまり、アンテナを含む閉曲面  $s$  の表面で積分した量が電力に相当する。

また、ポインティングベクトル  $\mathbf{p}$  により、

$$\mathbf{p} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (2.39)$$

と表されるので、式 (2.38) は

$$\int_s \mathbf{p} \cdot d\mathbf{s} = -\frac{\delta W}{\delta t} = -P \quad (2.40)$$

となる。つまり、式 (2.39) は式 (2.40) より、空間に放射される電磁界の単位面積当たりの電力である電力密度を表している。

次に、このポインティングベクトル  $\mathbf{p}$  が電磁波としてどのように振舞うのかを考えると、まず、アンテナから放射される電磁波は電磁波の進行方向である空間の半径方向に対し、電界成分と磁界成分が垂直な成分で構成されている。

$$\mathbf{E} = E_\theta \mathbf{i}_\theta + E_\phi \mathbf{i}_\phi \quad (2.41)$$

$$\mathbf{H} = H_\theta \mathbf{i}_\theta + H_\phi \mathbf{i}_\phi \quad (2.42)$$

その為、ポインティングベクトル  $\mathbf{p}$  は以下の式 (2.43) となる。

$$\mathbf{p} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} = (E_\theta H_\phi - E_\phi H_\theta) \mathbf{i}_r \quad (2.43)$$

更に、実際にアンテナを観測する十分遠方においては、平面波となり電界成分と磁界成分も直交している。その為、自由空間の固有インピーダンス  $\eta_0$  を用いると、電界と磁界の関係は式 (2.44) となる。

$$H_\phi = \frac{E_\theta}{\eta_0}, \quad H_\theta = \frac{E_\phi}{\eta_0} \quad (2.44)$$

その為、ポインティングベクトル  $\mathbf{p}$  は以下の式 (2.45) となる。

$$\mathbf{p} = \frac{1}{\eta_0} (E_\theta^2 + E_\phi^2) \mathbf{i}_r \quad (2.45)$$

つまり、ポインティングベクトル  $\mathbf{p}$  は電界成分のみで表す事が出来る。

よって、この実効電力密度は、

$$\mathbf{p}_a = \frac{1}{2\eta_0} \left( |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right) \mathbf{i}_r \quad (2.46)$$

なので、球面上の任意の点 P の微小面積は  $d\mathbf{s} = ds \mathbf{i}_r$  より、アンテナから放射される全電力  $P_0$  は、

$$P_0 = \int_s \mathbf{p}_a \cdot d\mathbf{s} = \int_s \frac{1}{2\eta_0} \left( |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right) \mathbf{i}_r \cdot d\mathbf{s} = \int_s \frac{1}{2\eta_0} \left( |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right) ds \quad (2.47)$$

これはアンテナに供給  $P_{in}$  される電力に等しいので、

$$P_{in} = P_0 \quad (2.48)$$

である。球の半径  $r$  上の表面積は、

$$\int_s ds = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} r^2 \sin \theta d\phi d\theta = 4\pi r^2 \quad (2.49)$$

であるので、点波源と入力電力  $P_{in}$  との関係は、

$$\frac{P_{in}}{4\pi r^2} \quad (2.50)$$

である。また、アンテナと入力電力  $P_{in}$  との関係は、

$$P_{in} = \frac{1}{2\eta_0} \left( |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right) 4\pi r^2 \quad (2.51)$$

である。よって、アンテナが点 P に作り出す電力密度は、

$$\frac{P_{in}}{4\pi r^2} = \frac{1}{2\eta_0} \left( |E_{\theta 0}|^2 + |E_{\phi 0}|^2 \right) \quad (2.52)$$

である。よって点波源の電力密度とアンテナの電力密度の式より、利得  $G$  は

$$G = \frac{(\theta, \phi) \text{方向における電力密度}}{\text{点波源の電力密度}} = \frac{(\theta, \phi) \text{方向における電力密度}}{\text{平均の電力密度}} [dBi] \quad (2.8)$$

なので、

$$G = \frac{\frac{1}{2\eta_0} (|E_{\theta 0}|^2 + |E_{\phi 0}|^2)}{\frac{P_{in}}{4\pi r^2}} [dBi] \quad (2.9)$$

が導ける。

実際に、半波長ダイポールアンテナの利得を求める。半波長ダイポールアンテナは昔から非常に良く使われるアンテナであり、後述する基準アンテナとしては欠かせないアンテナである。利得  $G$  は電界、磁界をもって表すことができるので、まず、電界、磁界について述べる。また、ここでは、ダイポールアンテナを例にする。また、電流が既知であれば利得が計算できる事を示す。

線状アンテナであるダイポール上に流れる電流  $I$  が  $z$  方向に流れているとすると、上述した通り、その電流が作り出す電界は遠方において  $E_\theta$  成分のみとなり、磁界は遠方において  $H_\phi$  成分のみとなる。

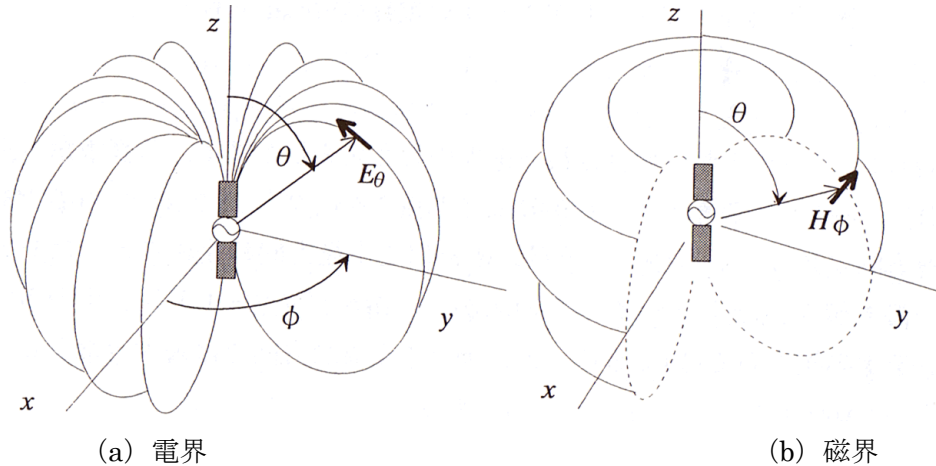


図 2.3 遠方における電界と磁界

電界  $E_\theta$ ，磁界  $H_\phi$  はマクスウェルの方程式より以下のように導かれる。

$$E_\theta = j\beta\eta_0 \sin\theta \int \frac{I(z)e^{-j\beta r'}}{4\pi r'} dz \quad (2.53)$$

$$H_\phi = j\beta \sin\theta \int \frac{I(z)e^{-j\beta r'}}{4\pi r'} dz \quad (2.54)$$

また、

$$\frac{E_\theta}{H_\phi} = \eta_0 = 120\pi \text{ } [\Omega] \quad (2.55)$$

である。ダイポールアンテナの基本波における共振状態での電流分布は  $\sin$  波と近似できるので、

$$I(z) = I_0 \sin\beta(l - |z|) \quad (2.56)$$

$$r' \cong r - z \cos\theta \quad (2.57)$$

(2.53)，(2.56)，(2.57) より、

$$E_\theta = j60I_0 \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (2.58)$$

(2.55)，(2.58) より、

$$H_\phi = j \frac{1}{2\pi} I_0 \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (2.59)$$

指向性関数だけを取り出すと、

$$D(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (2.60)$$

なので、これより  $\theta = 90^\circ$  面内に最大放射が生じ、絶対利得は

$$G\left(\theta = \frac{\pi}{2}\right) = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi \left\{ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right\}^2 \sin\theta d\theta} = 1.64 = 2.15 \text{ } [dB] \quad (2.61)$$

となる。

一般に利得はデシベル値で表し、アンテナ利得というと、そのアンテナの最大利得を意味する。

$$G [dB] = 10 \log_{10} G [dBi] \quad (2.62)$$

よって、半波長ダイポールアンテナの絶対利得は、以下の様になる。

$$G = 10 \log 1.64 = 2.15 [dBi] \quad (2.63)$$

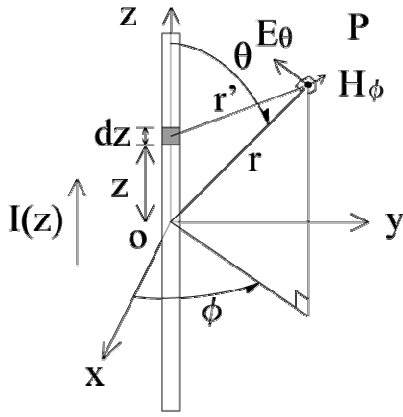


図 2.4 半波長ダイポールアンテナと極座標

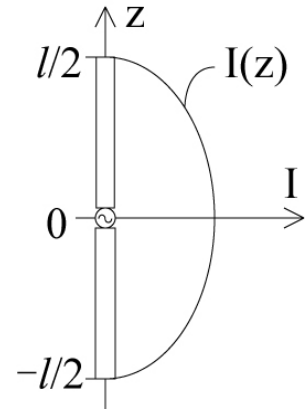


図 2.5 半波長ダイポールアンテナの電流分布

厳密な利得の定義には動作利得  $G_w$  と絶対利得  $G$  と指向性利得 (Directivity) がある。本論文でシミュレーションの所で述べる利得は指向性利得であり、実験での利得は動作利得である。アンテナでの損失がない場合の絶対利得が指向性利得であり、アンテナでの損失は本研究では軽微と仮定し、放射効率  $\eta$  は 100% としているので、絶対利得と指向性利得は同義とみなしている。絶対利得  $G$  は、整合がとれた理想状態での利得である。また、動作利得  $G_w$  は実際にアンテナが動作している時のアンテナへの給電における反射の損失を考慮した利得である。

反射における損失の反射損  $M$  と定在波比  $S$  と反射係数  $\Gamma$  とリターンロス  $\rho$  より、測定した動作利得と、リターンロスでの損失からアンテナの絶対利得である指向性利得  $G$  を求める。

$$G_w = \frac{G}{M} \quad (2.64)$$

より、絶対利得を求める時、デシベル表示では、

$$G = G_w + M \quad (2.64')$$

となる。また、

$$M = \frac{(1+S)^2}{4S} \quad (2.65)$$

$$S = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.66)$$

$$\Gamma = 10^{-\frac{\rho}{20}} \quad (2.67)$$

なので、式 (2.65), (2.66) より、

$$M = \frac{1}{1-\Gamma^2} \quad (2.68)$$

式 (2.64), (2.67), (2.68) より、

$$G_w = \frac{G}{M} = G \left( 1 - 10^{-\frac{\rho}{10}} \right) \quad (2.69)$$

なので、デシベル表示にすると、

$$\log G_w = \log G + \log \left( 1 - 10^{-\frac{\rho}{10}} \right) [dBi] \quad (2.70)$$

となる。

以下、表 2.1 と図 2.6 に絶対利得 2.15dBi のダイポールアンテナにおける動作利得と絶対利得と反射損とリターンロスの関係を示す。

表 2.1 リターンロスと反射損  
と動作利得と絶対利得

S <sub>11</sub> [dB]	M [dB]	G <sub>w</sub> [dBi]	G [dBi]
-1	6.87	-4.72	2.15
-2	4.33	-2.18	2.15
-3	3.02	-0.87	2.15
-4	2.20	-0.05	2.15
-5	1.65	0.50	2.15
-6	1.26	0.89	2.15
-7	0.97	1.18	2.15
-8	0.75	1.40	2.15
-9	0.58	1.57	2.15
-10	0.46	1.69	2.15
-11	0.36	1.79	2.15
-12	0.28	1.87	2.15
-13	0.22	1.93	2.15
-14	0.18	1.97	2.15
-15	0.140	2.01	2.15
-16	0.110	2.04	2.15
-17	0.088	2.06	2.15
-18	0.069	2.08	2.15
-19	0.055	2.09	2.15
-20	0.044	2.11	2.15
-30	0.004	2.15	2.15

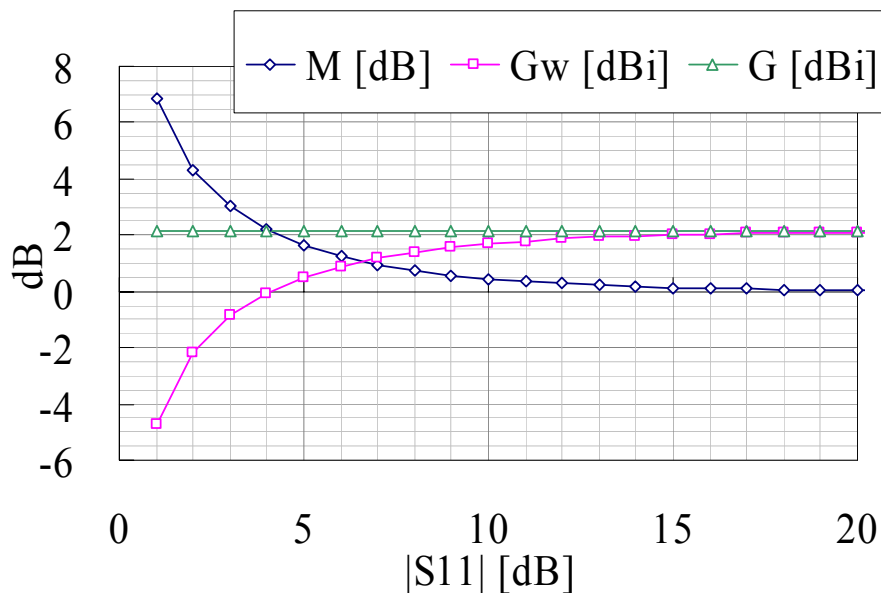


図 2.6 リターンロスと反射損と動作利得と絶対利得

アンテナの方向に対する放射の強さを指向性といい、その指向性を空間として表したのが放射パターンである。指向性はアンテナから等距離における各点の利得で示されている。つまり、空間における電波の出る方向と振幅を表している。電波は空間に3次元的に放射されているので、放射電力は立体的に表されるべきであるが、実際には断面図として表される。図 2.7 は半波長ダイポールアンテナの放射パターンの E 面である。上述した半波長ダイポールアンテナの 2.15dBi は、一番利得の高い点である。図 2.7 は E 面の全ての点における利得を  $360^\circ$  においてプロットした図であり、これを放射パターンと呼ぶ。

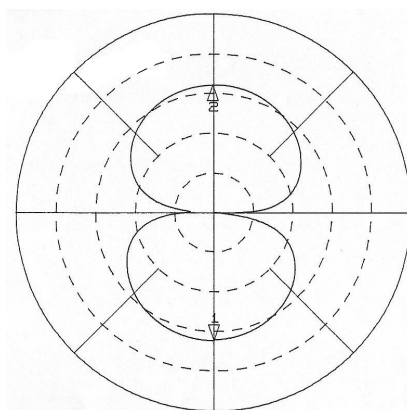


図 2.7 放射パターン (E 面)

図 2.8 に一般的な放射パターンを示す。主となるビームをメインローブと呼ぶ。メインローブの定義は一番強い利得の方向のビームの事をメインローブと呼び、正面方向である事が多い。本論文では、パラメータを変えた時に、パターンの形状によっては必ずしもこの定義に従わない事がある。その為、正面方向のローブをメインローブと記載することで統一的に表現する。そして、それ以外の両側、後ろに出るビームをサイドローブという。電力密度、つまり利得が最大方向の半分である 3dB 落ちの角度幅を半値幅 (HPBW: Half Power Beam Width) という。また、ビーム最大方向をボアサイトという。

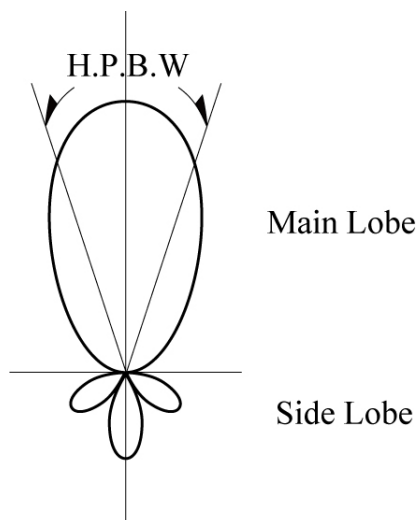


図 2.8 放射パターン

## 第 3 章 アンテナ解析方法

### 3.1 各種電磁界解析手法

本研究においては、鏡像法を用いた考え方で説明可能な部分が多い。しかしながら、素子間の電氣的な相互作用をしている状態における各素子の電流分布を把握する事は困難である。特に、振幅や位相を含めた電流分布は、素子長、素子間隔、反射板の高さによって影響を受ける為、アンテナの電流分布、ひいては、利得と放射パターンを理論的に求める事は非常に困難である。

その為、素子間の電氣的な相互作用を含め、包括的に解く事が出来る数値解析を用いて、アンテナの特性を評価していく。アンテナから放射される電磁波の振る舞いを解く解析手法は主に、モーメント法（MoM : Method of Moments, Moment Method）、有限要素法（FEM : Finite Element Method）、時間領域差分法（FDTD : Finite Difference Time Domain Method）等がある。

#### (1) モーメント法

構造物の境界に未知数を配置し、積分方程式を数値的に解く解析手法である。アンテナ表面上の電界を既知として、アンテナ表面上の電流を求める手法であり、アンテナ表面上の電流分布がわかれば、グリーン関数により電磁界の振る舞いが計算される。電界や磁界の境界条件から積分方程式を導出し、未知関数がある関数列で展開、その残差と試験関数との内積を 0 とすることで線形連立方程式を導出し、方程式を解いて展開係数を求めることで電磁界が得られる。グリーン関数を用いるため解析できる構造は限られるものの、行列のサイズを小さくできることが特徴である。その為、シンプルな構造においては、非常に早く計算を行なう事ができ、アンテナ解析や平面回路の解析に適した手法であり、広く用いられている。モデルによっては、数秒で解析する事が可能である。

主なソフトとしては、IE3D（Zeland Software, Inc）、SuperNEC（Poynting Software (Pty) Ltd）、EEM-MOM（(株)情報数理工研究所）がある。

#### (2) 時間領域差分法 : FDTD 法

FDTD 法のアルゴリズムは、マクスウェルの方程式を直接、空間、時間領域で離散化して差分方程式に展開して逐次計算をする方法である。空間を離散化して単位格子を用いて分割され、電磁界を配置し、電界と磁界を適切にずらした Yee の基本格子により、時間領域で計算する。その際、まず、ある時間の電界を求め、その値を使って、次の時間において磁界を求め、その値を使って更に次の電界を求める。つまり、時間的に 1/2 ステップずらした Leap-frog（蛙飛び）法と電界と磁界のそれぞれ 3 成分を空間的に 1/2 セルずらした Yee セルをもちいて、時間的、空間的に電界と磁界を離散化して差分方程式として解くので、過去の値を全て保持する必要がなく、メモリを節約できる手法である。

特徴としては、広帯域を一度に計算できる。モーメント法では、一回の計算で一つの周波数しか得られないが、FDTD 法では、時間領域で、ガウス型パルスで励振して一回シミュレーションし、その後で高速フーリエ変換（FFT : Fast Fourier Transform）を行う事で、直流から数百 GHz までの非常に広帯域な周波数特性



を一度の計算で行なう事ができる。また、解析空間を適当なメッシュ構造でセル化するので、解析対象の構造に関係なく解析を行なえるので、複雑なアンテナでも精度良く解析が出来る。しかしながら、メッシュを細かく切るとタイムステップも小さくしなければならないので、計算時間が増大するという欠点がある。アルゴリズムが簡単な為、プログラミング作成が容易な為、近年非常に良く使われる手法である。

主なソフトとしては MW-Studio (AET.Inc)、MAGNA/TDM(ITOCHU Techno-Solutions Corporation)、EEM-FDM ((株)情報数理研究所) 等、多数ある。

### (3) 有限要素法

有限要素法は、様々な分野で使われている手法であり、数値解析の代表的な手法である。有限要素法は格子形状を任意に出来るので、どのような形状でも解析が出来、境界適合性が非常に良い。しかしながら、精度を出すにはメッシュを細かく分割する必要性もあり、非常に大きなメモリを要する事が多く、解析時間は一般に長い。主なソフトとしては Ansoft HFSS (Ansoft) がある。

以上、メリット、デメリットを考慮すると、本研究では、線状アンテナを扱っているので、シンプルなモデルでの解析を主としている。そして、約 3300 のモデルを解析する為に、シミュレーション時間が大幅に短い手法が望まれるので、本研究の解析手法は、モーメント法が適切であると判断し、採用する。

## 3.2 モーメント法

次に、モーメント法の詳細について述べる。モーメント法(Method of Moments, Moment Method)は R. F. Harrington (1967) によって命名された電磁界解析手法の一つである。金属で出来たアンテナの解析や金属による散乱問題を得意とし、電磁界の界等価定理により電界を既知とし、境界上に仮定した未知電流を求める手法である。すなわち、未知数は境界上に置かれるのが特徴である。

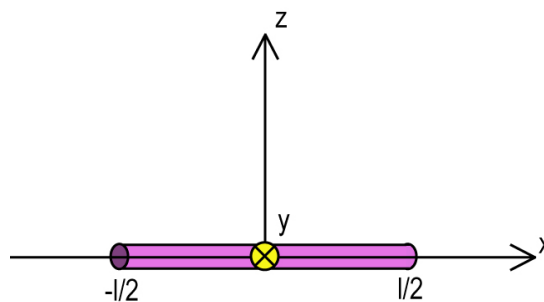


図 3.1 x 軸上の導体モデル

図 3.1 のような x 軸上の導体線に電圧  $V$  をかける。このとき、線上は同電位となるが、電荷分布は未知である。この電荷について考える。

既知である電圧  $V$  を与えた際に、線電荷密度  $\rho(x)$  が生じる時、空間内の任意の点  $r_0 = (x_0, y_0, z_0)$  における、その電荷により生じる電位  $\phi(r_0)$  は

$$\phi(r_0) = \int \rho(r_s) \frac{1}{4\pi\epsilon_0 |r_0 - r_s|} dl_s \quad (3.1)$$

となる。ここで  $r_s = (x_s, y_s, z_s)$  は波源を示し  $dl_s$  は微少線素の長さを表す。

電圧をかけた時、導体上の電位は等しくなることから、観測点を導体棒状に配置すると

$$\phi(r_0) = \int \rho(r_s) \frac{1}{4\pi\epsilon_0 |r_0 - r_s|} dl_s = V \quad (3.2)$$

となる。

ここで未知であった  $\rho(x)$  を以下のように展開する。

$$\rho(x) = \sum_{n=1}^N a_n f_n(x) \quad (3.3)$$

このとき  $f_n(x)$  はパルス関数であり

$$f_n(x) = \begin{cases} 1 & (x_{n-1} < x < x_n) \\ 0 & (otherwise) \end{cases} \quad (3.4)$$

で表せる。つまり、未知数は  $a_n$  になる。

式 3.3 を式 3.2 に代入すると

$$\begin{aligned} \phi(r_0) &= \int \sum_{n=1}^N a_n f_n(x) \frac{1}{4\pi\epsilon_0 |r_0 - r_s|} dl_s = V \\ \sum_{n=1}^N a_n \int \sum_{n=1}^N \frac{f_n(x)}{4\pi\epsilon_0 |r_0 - r_s|} dl_s &= V \\ \sum_{n=1}^N a_n \int_{x_s=x_{n-1}}^{x_n} \frac{f_n(x)}{4\pi\epsilon_0 |r_0 - r_s|} dl_s &= V \end{aligned} \quad (3.5)$$

観測点を  $N$  個設定し、各点上での電荷について計算する。

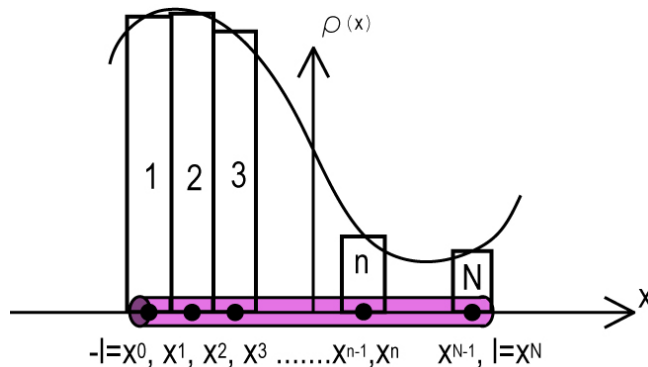


図 4.2 観測点を設定した導体モデル

観測点  $N$  は基底関数の中点に配置すると  $N$  個の方程式が得られる。

$$\#1: \sum_{n=1}^N a_n \int_{x_s=x_{n-1}}^{x_n} \frac{f_n(x)}{4\pi\epsilon_0 |x_0^1 - r_s|} dl_s = V \quad (3.6)$$

$$\#N: \sum_{n=1}^N a_n \int_{x_s=x_{n-1}}^{x_n} \frac{f_n(x)}{4\pi\epsilon_0 |x_0^N - r_s|} dl_s = V$$

この離散化法は点整合法という。

ここで、境界である導体表面に観測点を配置する条件を満足できるよう重み関数を定義し、この重み関数区間で積分し、式 (3.5) を離散化する。

重み関数は以下で定義され

$$w_n(x) = \begin{cases} \text{任意の関数形} & (x_{n-1} < x < x_n) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.7)$$

とでき、式 (3.6) に対応して以下の式を得る。

$$\#1: \sum_{n=1}^N a_n w_1(x_0) \int_{x_s=x_{n-1}}^{x_1} \frac{f_n(x_s)}{4\pi\epsilon_0 |x_0 - x_s|} dx_s dx_0 = \int_{x_0=x_0}^{x_1} w_1(x_0) V dx_0 \quad (3.8)$$

$$\#N: \sum_{n=1}^N a_n w_N(x_0) \int_{x_s=x_{n-1}}^{x_1} \frac{f_n(x_s)}{4\pi\epsilon_0 |x_0 - x_s|} dx_s dx_0 = \int_{x_0=x_0}^{x_1} w_N(x_0) V dx_0$$

この離散化法を重み付け残差法、もしくはモーメント法と言う。

## 第4章 アンテナの測定系

### 4.1 リターンロスの測定

アンテナのインピーダンスマッチング、つまり整合を行なうにはSパラメータの電圧反射係数 $S_{11}$ を測定し、リターンロス $\rho$ によって評価する。リターンロス $\rho$ の原理は2章1節の通りである。

Sパラメータとは、端子パラメータのひとつで、インピーダンスの較正された高周波電源に4端子の回路を接続した際の電力反射係数と通過（透過）係数によって表現されたパラメータのことである。図4.1に回路図を示す。

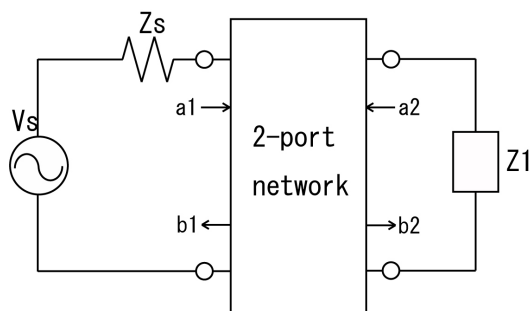


図 4.1 Sパラメータモデル回路

2つの入射波 $a_1$ 、 $a_2$ と2つの反射波 $b_1$ 、 $b_2$ の関係を次のようにあらわす。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

このSパラメータ $S_{11}$ 、 $S_{12}$ 、 $S_{21}$ 、 $S_{22}$ は全てS-parameter test setで測定できる。これらの物理的意味は

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 &= \frac{\text{ネットワークの入力端 から反射される電力}}{\text{ネットワークの入力端 に入射する電力}} \\ |S_{12}|^2 &= \text{電源と負荷のインピーダンスが } Z_0 \text{ の時の電力利得} \\ |S_{21}|^2 &= S_{12} \text{ と逆方向の電力利得} \\ |S_{22}|^2 &= \frac{\text{ネットワークの出力端 から反射される電力}}{\text{ネットワークの出力端 に入射する電力}} \end{aligned} \quad (4.2)$$

である。

ネットワークアナライザでは、ネットワークの励振信号に対する応答と振幅比と位相差を測定できる。つまり、上記Sパラメータを全て測る事が出来る。本研究では、インピーダンス、ひいては、リターンロス $\rho$ を評価する為、 $S_{11}$ を測定し、製作したアンテナのインピーダンスマッチングの為に使用した。つまり、所望の周波数で、共振周波数を得られるように調整した。また、分配器の測定においては、通過特性 $S_{12}$ を測定し、位相と減衰を評価した。

インピーダンスの測定系を図4.1に示す。図4.2に使用した測定装置、表4.1に本実験で用いた装置のメーカー名、型番を示す。

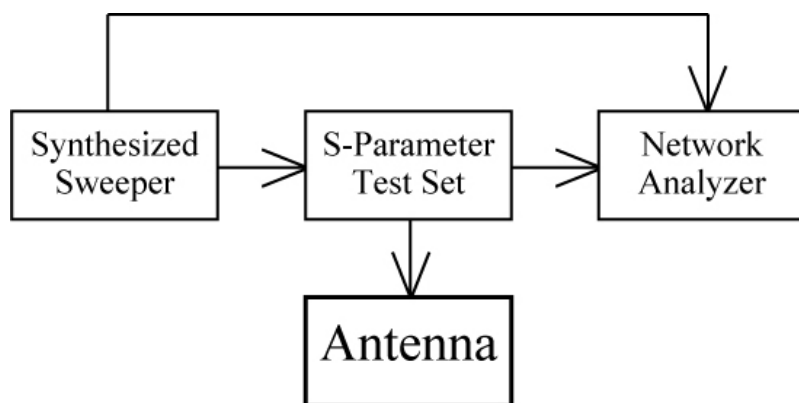
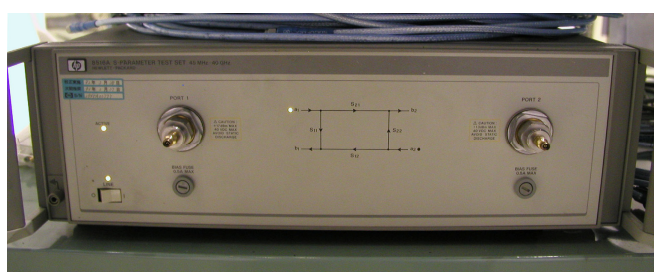


図 4.1 ネットワークアナライザにおけるインピーダンス測定系



(a) Synthesized Sweeper



(b) S-Parameter test set



(c) Network Analyzer

図 4.2 実際に使用した測定計器

表 4.1 実験に用いた装置

機器名	Network Analyzer	S-Parameter test set	Synthesized Sweeper
メーカー	HEWLETT PACKARD	HEWLETT PACKARD	HEWLETT PACKARD
型番	8510B	8516A	83640a

## 4.2 放射パターンの測定

アンテナ測定における放射パターンは近傍でなく、遠方での放射パターンである。アンテナの遠方放射電界は極座標 $(r, \theta, \phi)$ を用いると（図 4.3）、

$$E(r, \theta, \phi) = K \frac{e^{-j\beta r}}{r} D(\theta, \phi) \quad (4.3)$$

の形で表示できる。ここで、 $K$ は定数である。 $D$ は放射源からの距離に関係なく方向 $(\theta, \phi)$ で決まる関数であり、アンテナからの放射電磁界は、それぞれのアンテナ固有の方向特性を持っており、これを方向指向性という。また、 $D(\theta, \phi)$ は指向性関数と呼ばれ、これらの方向特性を図示したものが放射パターンである。この放射パターンはそのアンテナを評価する上で非常に重要であり、これを測定する。また、式（4.3）において、被測定用アンテナと測定用アンテナ間の距離 $r$ を一定に保ち、発振器の出力レベルが同じであるならば、 $K \frac{e^{-j\beta r}}{r}$ の値は方向 $(\theta, \phi)$ にかかわらず一定である。これを等方性アンテナといい、その利得を **0dBi** とし、全てのアンテナの基準値となる。

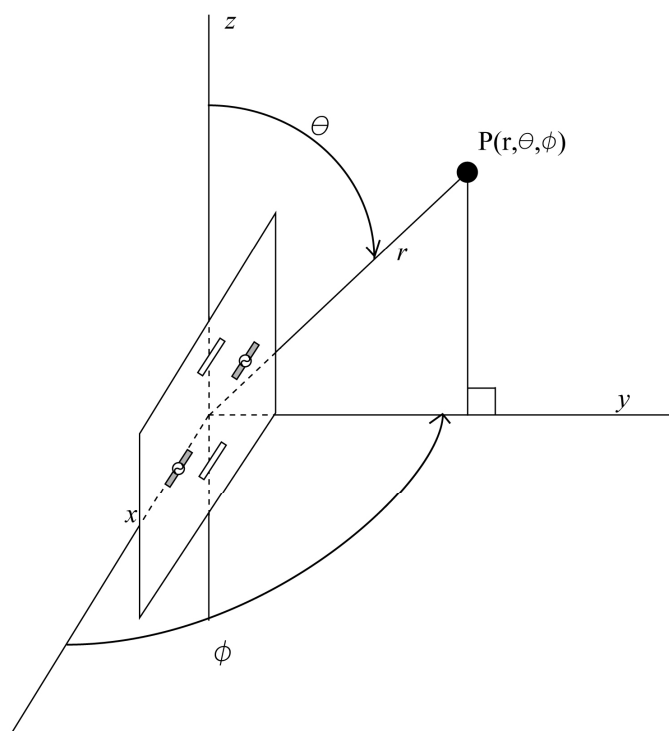


図 4.3 放射パターン測定の座標系

次に、使用する基準アンテナの利得について述べる。基準アンテナの利得を元にして被測定アンテナの利得を測定する事が出来る。始めに、基準アンテナとして良く使われるダイポールアンテナの利得について述べる。半波長ダイポールは直線偏波アンテナであり、その利得は 2 章で示した通り、**2.15dB** である。

次に、角錐ホーンアンテナの利得について述べる（図 4.4）。角錐ホーンアンテナは方形導波管を漸次広げていったアンテナで、方形導波管の基本モードである  $TE_{01}$  波で励振される。

利得の最大値を取る寸法を持つ最適ホーンの場合、開口面と波面の間に生じる移相のずれは E 面で  $1/4\lambda$ 、H 面で  $3/8\lambda$  でありの  $a$ 、 $b$  はそれぞれ

$$a = \sqrt{3l_h\lambda}$$

$$b = \sqrt{2l_e\lambda}$$

となる。

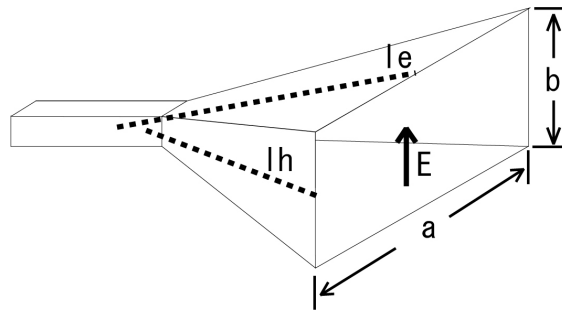


図 4.4 角錐ホーンアンテナ

$G$  このとき利得は

$$G = 10 \log \frac{ab}{\lambda^2} + 8.08 \quad [dB]$$

となる。本実験で使用するホーンアンテナは  $a=222.2\text{mm}$ 、 $b=166.3\text{mm}$  なので、 $19.5\text{dBi}$  である。

これら以外にも、利得  $6.8\text{dBi}$  の反射板付きダイポールアンテナを基準アンテナとして利用する。実験対象の被測定アンテナ測定時においては、これらの基準アンテナの利得値でオフセットを行い、測定アンテナの相対利得を計測する。

アンテナの放射パターン測定実験は電波暗室内で行い、3本のアンテナを使用する。受信アンテナと基準アンテナと被測定用アンテナである。受信アンテナは常時設置される。送信側アンテナとして、基準アンテナと被測定アンテナが使われる。送信側アンテナは発信器と接続する（図 4.5）。出力周波数は約  $2\text{GHz}$  と  $5.8\text{GHz}$  に設定する。基準アンテナと受信アンテナは、半波長ダイポールアンテナ、反射板付きダイポールアンテナ、ホーンアンテナを適宜使用した（図 4.6）。実際に本研究において実験対象の測定用アンテナは、第 7 章と第 9 章において詳しく述べる（図 4.7）。

測定方法は、利得測定の為に、まず始めに利得のわかっている基準アンテナを送信側に配置し、放射パターンを測定し、利得値のオフセットを行う。出力レベルや受信アンテナとの距離を保ったまま、測定対象のアンテナに付け替え放射パターンを測定する。測定は E 面と H 面において行われる。座標系は図 4.3 に示した通りである。 $\phi$  方向が E 面測定時、 $\theta$  方向が H 面測定時の座標関係となっている。



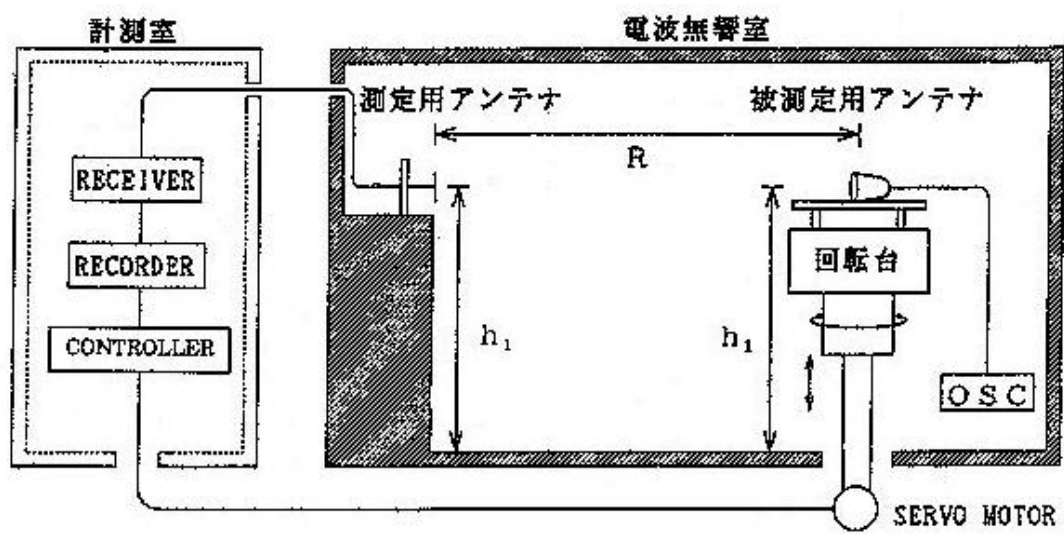
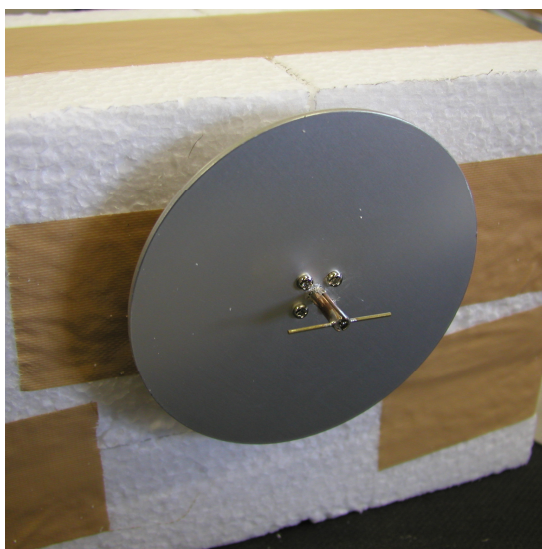
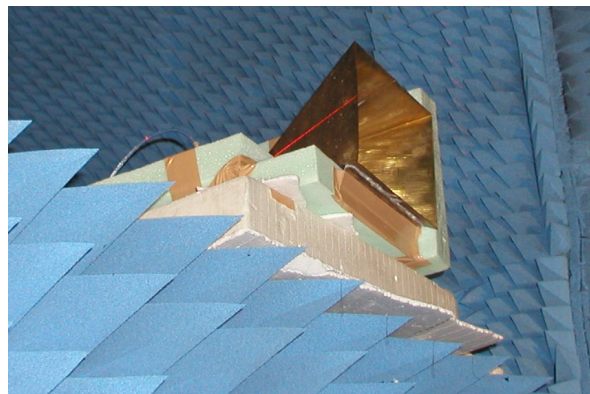


図 4.5 放射パターンの測定系



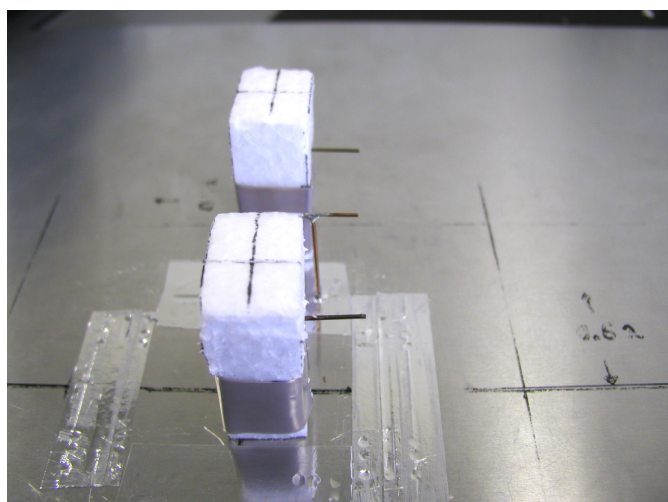
(a) 反射板つきダイポールアンテナ



(b) ホーンアンテナ

図 4.6 受信用アンテナ





(a) モデル 1F2P



(b) 対称型 ULPD アンテナ

図 4.7 測定用アンテナ

### 4.3 電波無響室

アンテナの測定は電波無響室、別名、電波暗室において行う。電波無響室とは室内が電波吸収材で被われ、その奥側は銅メッキ鋼板で被われており、部屋全体が電磁的にシールドされた実験室である。すなわち、電波的に自由空間と同じ空間と同じ空間を屋内に実現した部屋であり、アンテナの特性を正確に測定する部屋である。その全体図を図 4.8 に内部の写真を図 4.9 に示す。

部屋の特徴として、

- (1) 電磁波の反射や散乱がない。
- (2) 外部からの到達電波による干渉がない。
- (3) 外部への電波を放射しない。
- (4) 天候に左右されない測定が可能である。

等があげられる。

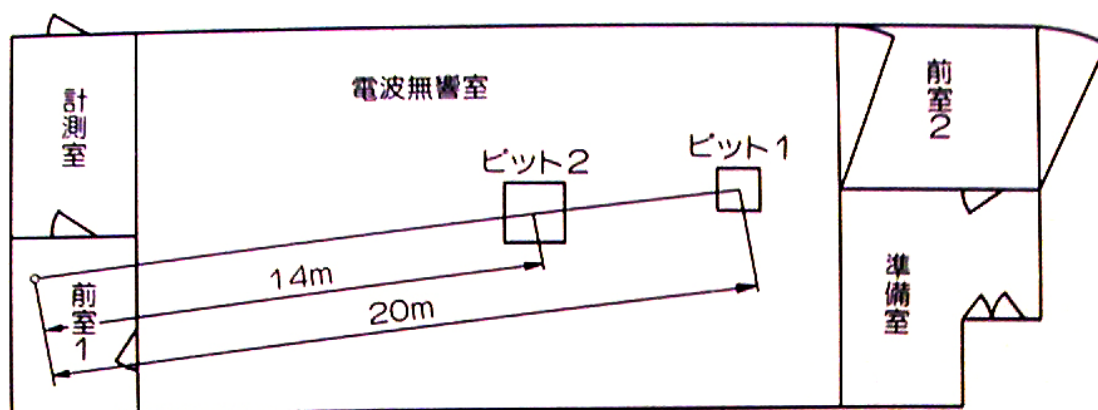
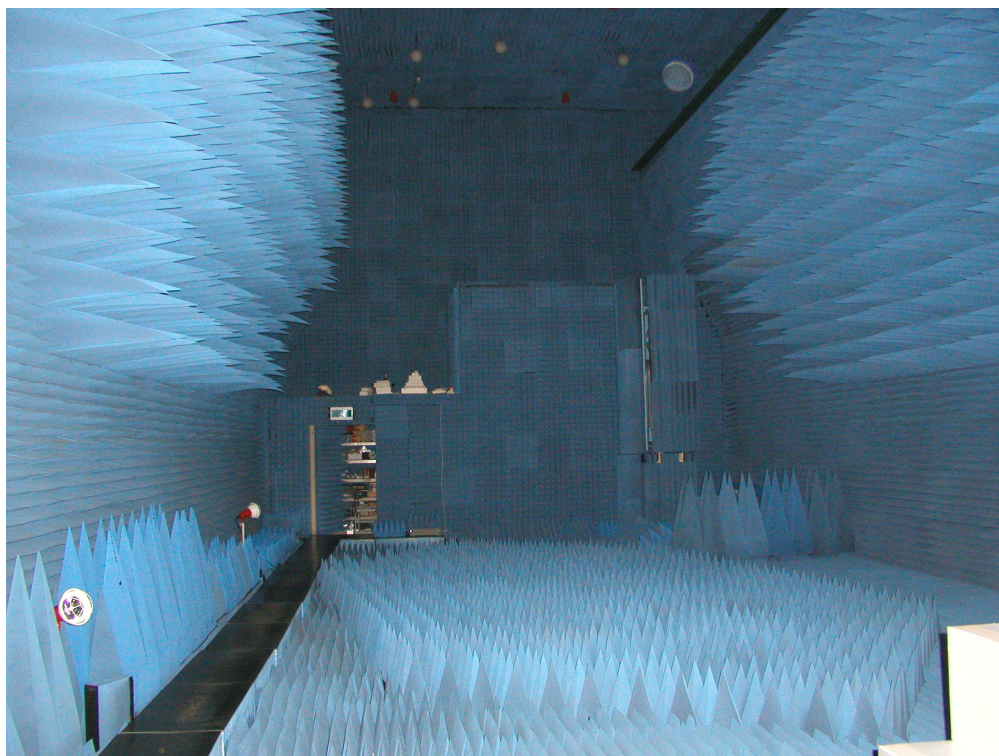


図 4.8 電波無響室の全体図



(a) 受信アンテナ側



(b) 送信アンテナ側

図 4.9 電波無響室



図 4.10 に電波吸収材の形状を示す。材質はウレタンフォームカーボンに浸透させたものである。また、このような形をとることで表面積を大きくし、電波の吸収能力を高めている。表 4.2 に電波吸収材の単体性能を示す。これらの吸収材を効果的に配置することで、表 4.3 に示す電波無響室電波吸収性能を得ている。このような電波無響室を用いて測定することで、壁からの反射などに影響されることなくアンテナの直接波のみを測定できるため、アンテナの正確な特性を知ることができる。

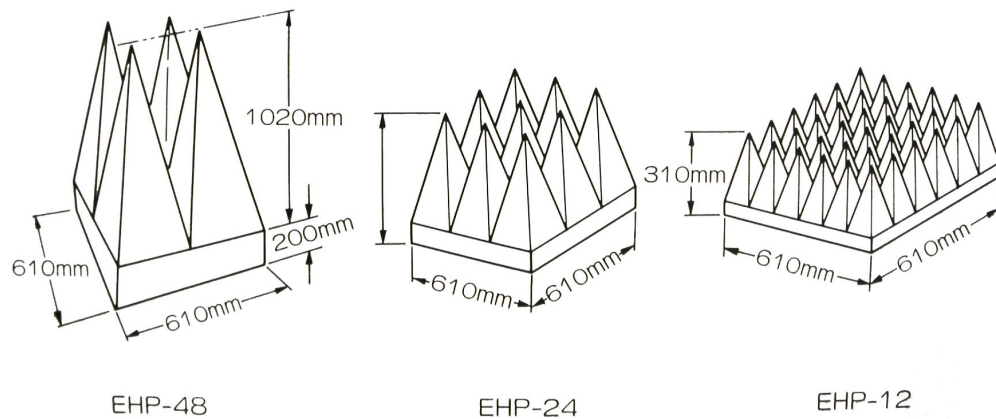


図 4.10 電波吸収材の形状

吸収材 品名	周波数範囲							
	Ku	X	C	S	L	500MHz	300MHz	200MHz
EHP 12	50 dB	50 dB	45 dB	40 dB	35 dB	—	—	—
EHP 24	50 dB	50 dB	50 dB	50 dB	40 dB	35 dB	30 dB	—
EHP 48	50 dB	50 dB	50 dB	50 dB	45 dB	40 dB	35 dB	30 dB

表 4.2 電波吸収材の反射減衰量

周波数 [GHz]	1.0	3.0	10.0	18.0	35.0
測定領域内の不要反射率 [dB]	-36	-40	-43	-50	-50

表 4.3 電波無響室電波吸収性能

## 第 5 章 間引き給電型アレーアンテナの理論

### 5.1 間引き給電型アレーアンテナ

#### 5.1.1 各種アレーアンテナ

アレーアンテナとは、同じアンテナ素子を 2 つ以上並べたアンテナである。アレーアンテナはアンテナ素子単独では得られない特徴として、素子数増加による高利得、配列によるサイドローブレベルの抑制が出来る。そして、アンテナ素子間が近い場合における電氣的な相互結合作用が起こる。これを抑制する研究が非常に多くされている。しかしながら、本研究においては、この相互作用を積極的に利用する。

更に、アレーアンテナは指向性、つまり、ビームを自在に操る事が出来る。ビームを走査させるので、ビーム走査型アンテナと呼ばれる。このビーム走査型アンテナとして、フェイズドアレーアンテナがある。アンテナは素子単独ではビームの向きが変えられないので、ビームの向きをリアルタイムに変える用途として使用する場合、以前は機械的にアンテナを動かしていた。しかしながら、アンテナ素子間の位相制御により、アンテナ自体を動かさずに、ビームの向きを制御する事が出来るようになった。このアンテナをフェイズドアレーアンテナという。このアンテナは、目的の方向にアンテナのメインローブを向ける事ができ、時間的に変化する目標物を自動追尾する事が出来る。

フェイズドアレーアンテナは位相器、増幅器を各アンテナ素子に接続し増幅度の重み係数を制御する必要性があるため、非常に高額なシステムとなる。その為、現在までは、軍事的なレーダーとしての利用が主となっている。しかしながら、半導体技術の向上により、MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) 技術との融合が行なわれる事により、小型で軽量、かつ、コストの安いビーム走査型アンテナとして、大いに注目されている。第 4 世代の移動通信技術、SSPS への適応として期待されている。

しかしながら、これだけでは、コストの安い走査型アンテナを作る事は困難である。上述した通り、ビーム走査型アンテナは位相器、増幅器を各アンテナ素子に接続するので、アンテナの素子数に比例して、コストだけでなく、サイズ、重量、回路の複雑さが増加する。そこで、本論文では、間引き給電アンテナを提案する。

#### 5.1.2 間引き給電型アレーアンテナの必要性

間引き給電アンテナとは、一部の給電素子が無給電素子に置き換え、無給電素子を給電素子として使用方法である。無給電素子とは名前の通り給電を必要としないアンテナ素子であり、実験で使用するのは直径 1mm、長さ 24.3mm の金属棒である。これにより、今までアレーアンテナのアンテナ各素子の全てに給電していた給電回路を大幅に削減する事が可能である。つまり、給電する素子数にほぼ比例して増大していた給電回路を、無給電素子の分だけ減らす事ができる。これは、素子間の電氣的相互結合を抑制するのではなく、積極的に利用することにより無給電素子を給電素子同様に励振させる事で実現できる。

## 5.2 間引き給電型アレーアンテナの原理

### 5.2.1 アレーアンテナの原理

#### (1) 放射パターン

アレーアンテナの指向性パターンの原理について述べる。アレーアンテナから放射される電磁波は波の性質を持っているので、それぞれのアンテナから放射された電磁波が干渉し、合成され、指向性パターンが決定する。その際、アレーアンテナの放射パターン  $D_t$  は、主に、アンテナ素子単独の放射パターン  $D_s$  とアレーアンテナの配置位置による放射パターン  $D_a$  により決められる。アレーアンテナの配置位置による放射パターン  $D_a$  は無指向性のアンテナ素子をアレー化したときの放射パターンである。

厳密には、アンテナ同士の電磁界の相互結合により、アンテナ上の電流分布、インピーダンスが変化するので、それらを踏まえた上で放射パターンを考える。その為、精度良く放射パターンを求めるときは、シミュレーションソフトを使った数値解析でないと困難である。本論文では、モーメント法を用いて数値解析を行なう。

しかしながら、指向性の概形や、おおまかな振る舞いを理解する為には、相互結合を考慮に入れずに行なわれ、非常に便利である。そこで、本章ではその様な観点からみていく。

まず、アンテナ単独素子の放射パターン  $D_s$  と、アレーアンテナの配置位置による放射パターン  $D_a$  により合成された放射パターン  $D_t$  が  $D_s$  と  $D_a$  の指向性関数の積、つまり、指向性の積の原理により求まる。

$$D_t(\theta, \phi) = D_a(\theta, \phi) \times D_s(\theta, \phi) \quad (5.1)$$

$D_a(\theta, \phi)$  は無指向性点放射源の配列の指向性で、アレーアンテナのある場所は無指向性アンテナを配列した時の指向性（スカラ量）でありアレーファクタという。 $D_s(\theta, \phi)$  はアレーを構成する素子単独での指向性である。素子の指向性は素子間隔、給電電流の位相差により変化する。

以下、アレーファクタについて述べる。図 5.1 は  $n$  個の半波長ダイポールアンテナを  $z$  軸上に平行に配列したものでリニアアレーアンテナという。

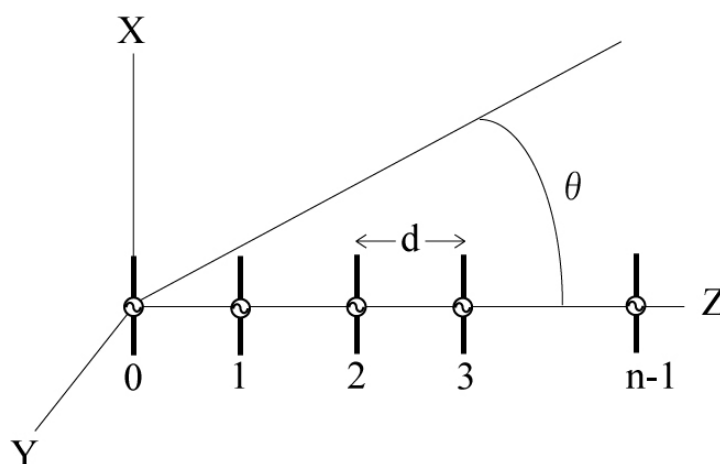


図 5.1  $n$  素子のダイポールアンテナで構成されるリニアアレーアンテナ

図 2.9 は同一の素子を等間隔で、隣り合う素子間の位相差を  $\delta$  とする。このアレーアンテナから十分離れた距離  $r$  に於ける遠方界について考えると、 $N$  番目の素子から観測点までの距離は  $(r - nd \cos \theta)$  で表すことができる。従って、 $n$  個の素子による合成電界は

$$\begin{aligned}
 E_t &= E_0 \frac{e^{-j\beta r}}{r} \left( 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} \right) \\
 &= E_0 \frac{e^{-j\beta r}}{r} \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \\
 &= E_0 \frac{e^{-j\beta r}}{r} e^{j(N-1)\psi} \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \\
 \therefore \psi &= \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta - \delta
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

この場合、アレーアンテナの一般的な指向性をアレーファクタといい位相項を除去した

$$D_a(\theta, \phi) = \frac{\sin\left(\frac{n\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \tag{5.3}$$

で表すことが出来る。このとき、使用する素子の指向性係数を  $D_s(\theta, \phi)$  と書くと合成指向性は式 (5.1) で示したように

$$D_t = D_s(\theta, \phi) \cdot D_a(\theta, \phi) \tag{5.4}$$

とすることができる。

直線状アレーアンテナの最大放射方向は素子間位相差  $\delta$  を定めることで任意に向けることが出来、最大放射方向がアレー軸と直交する面内に存在する物をブロードサイドアレーと言う。

つまり  $\theta = \pi/2$  の面内で放射電界位相が全て等しい場合、各素子からの電界は同相で加わるため最大放射となる。この条件は

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) - \delta = 0, \delta = 0 \tag{5.5}$$

を満足する位相差 0 の時に求めることが出来る。また、式 (5.3) よりサイドローブの最大値は分子が  $\sin(n\pi/2)$  ( $n=1,3,5, \dots$ ) の時に起こり、放射指向性が 0 であるヌル点は  $\sin(m\pi)$  ( $m=1,2,3, \dots$ ) で起こる。

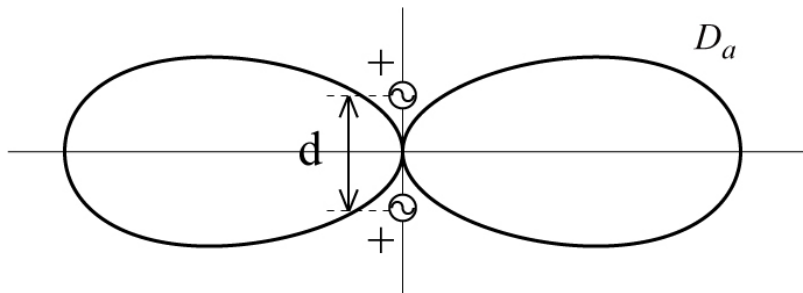


図 5.2 ブロードサイドアレーアンテナ

一方、アレー軸方向に最大放射を持つアレーアンテナをエンドファイヤアレーと呼び、このときの位相差は

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(0) - \delta = 0, \quad \delta = \frac{2\pi}{\lambda} d \quad (5.6)$$

である。

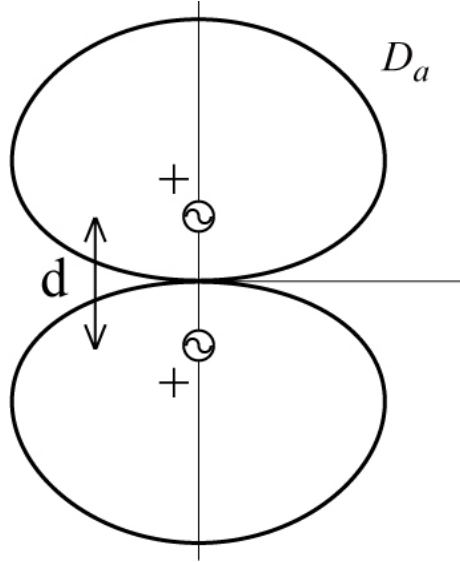


図 5.3 エンドファイヤアレーアンテナ

$\theta$  の範囲  $(0, \pi)$  は  $\psi$  の範囲  $(-\frac{\pi}{\lambda} d \cos \theta - \delta, \frac{\pi}{\lambda} d \cos \theta - \delta)$  に対応し、この  $|\cos \theta| \leq 1$  外の指向性は実際の空間には現れない。この為指向性が空間に現れる範囲を可視領域と言い、それ以外の領域を不可視領域という。最大放射方向に出るローブをメインローブと言い、メインローブとその両サイドに出るサイドローブの強さの比をサイドローブ比という。アレーアンテナの素子間隔を広くすると、各素子間の相互結合が減少するとともに、ビーム幅も小さくなる。このとき、メインローブと同じ大きさのローブであるグレーティングローブが可視領域に現れてしまうため、アンテナ間隔  $d$  は 1 波長より小さくする必要がある。

## (2) 素子数と利得

アレーアンテナの利得  $G_n$  はアンテナの素子数  $n$  に比例することを以下に示す。その際、素子間の相互作用は考慮しない。

まず、2 本のアンテナの素子で考える。アンテナの位相  $\delta$  の時、アンテナ上の電流は、

$$I = I_0 e^{-j\delta} \quad (5.7)$$

で表せられるので、アンテナ 1 とアンテナ 2 の電流は、

$$I_1 = I_{10} e^{-j\delta_1} \quad (5.8)$$

$$I_2 = I_{20} e^{-j\delta_2} \quad (5.9)$$

となる。アンテナ 1 とアンテナ 2 の位相差を  $\delta = \delta_1 - \delta_2$  とすると、式 (5.8)、(5.9) は、

$$I_1 = I_{10} e^{-j(\delta_1 - \delta/2)} e^{-j\delta/2} \quad (5.10)$$

$$I_2 = I_{20} e^{-j(\delta_1 - \delta/2)} e^{j\delta/2} \quad (5.11)$$

となる。よって、この 2 本が作り出す指向性関数は、

$$D(\phi) = E_{10} e^{-j(\beta d/2 \cdot \cos \phi + \delta/2)} + E_{20} e^{j(\beta d/2 \cdot \cos \phi + \delta/2)} \quad (5.12)$$

となる。ただし、 $E_{10}$ 、 $E_{20}$  は以下の通りである。（ $h$  : アンテナの半分の長さ）

$$E_{10} = j\beta\eta_0 I_{10} e^{-j(\delta_1 - \delta/2)} h/4\pi \quad (5.13)$$

$$E_{20} = j\beta\eta_0 I_{20} e^{-j(\delta_1 - \delta/2)} h/4\pi \quad (5.14)$$

2 つのアンテナの電流値の比を以下で表せるとき、

$$I_1 = A I_2 \quad (5.15)$$

式 (5.12) は式 (5.10) ~ (5.15) より、以下のように表せる。

$$D(\phi) = (1 + A) E_{10} \cos\left(\frac{\beta d}{2} \cos \phi + \frac{\delta}{2}\right) \quad (5.16)$$

特に、 $A = 1$  の時には、

$$D(\phi) = 2 E_{10} \cos\left(\frac{\beta d}{2} \cos \phi + \frac{\delta}{2}\right) \quad (5.17)$$

となる。

絶対利得において放射効率  $\eta = 100\%$  である指向性利得の式は、入力電力を  $W$  とおくと、素子 1 本の利得  $G_1$  は、

$$G_1(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 |E(\theta, \phi)|^2}{\eta W} = \frac{4\pi r^2 |E(\theta, \phi)|^2}{W} \quad (5.18)$$

より、2 本の電流値が同じとすると、素子 2 本の利得  $G_2$  は

$$G_2(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 |2E(\theta, \phi)|^2}{2W} = 2 \times \frac{4\pi r^2 |E(\theta, \phi)|^2}{W} = 2 \times G_1(\theta, \phi) \quad (5.19)$$

となる。式 (5.19) から分かる様に、電流値が同じ場合の指向性利得は 1 本の場合と比べると、2 本の場合は、電流値、電界は 2 倍となり、利得の式では電界は 2 乗になるので、4 倍である。しかし、入力電力は 2 本分なので 2 倍、つまり、全体として利得は 2 倍（3dB 増加）になっている。これは、素子数を  $n$  本に増やしていても同じであり、

$$G_n(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 |nE(\theta, \phi)|^2}{nW} = n \times \frac{4\pi r^2 |E(\theta, \phi)|^2}{W} = n \times G_1(\theta, \phi) \quad (5.20)$$

となる。以上より、アレーアンテナの利得  $G_n$  はアンテナの素子数  $n$  に比例し、アンテナ素子単独の利得  $G_1$  を



用いると

$$G_n = n G_1 \quad (5.21)$$

となる。デシベル表示をすると、

$$G_n = n + G_1 \quad [dBi] \quad (5.22)$$

となる。

2本のアンテナに流れる電流値が違う場合の利得  $G'_2$  は、式 (5.16), (5.18) より、

$$G'_2(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 |(1+A)E(\theta, \phi)|^2}{2W} = \frac{(1+A)^2}{2} \times \frac{4\pi r^2 |E(\theta, \phi)|^2}{W} \quad (5.23)$$

となる。

## 5.2.2 アンテナ素子間の相互結合

### (1) Transmitting Mode

アンテナの相互結合について述べる。簡単なために、図 5.4 (a) の様なアンテナ m と n が配置されたモデルを考える。アンテナ n に波源があるとする、アンテナに向かうエネルギー (0) は、空間 (1) とアンテナ m (2) に放射される。アンテナ m に放射されたエネルギーは、一部を空間 (3) に再び放射し、残り (4) は発振器に向かう。再び放射されたエネルギーの一部 (5) は、アンテナ n に向かう。このような過程が続く。同じようなことが給電素子と無給電素子の場合にも起こる。

遠方電磁界は発振器自身の励振だけでなく、他の発振器の励振と結合に依存する非励振による。アンテナ n から m への波 (4) とアンテナ m 自身の放射波と反射波により定在波が増加する。これらの合成波は、アンテナ m の入力インピーダンスに影響し、アンテナ n の励振と位置に依存する。結合効果は、動作インピーダンスの変化、相互インピーダンスの変化として表される。

### (2) Receiving Mode

図 5.4 (b) の様な二つの負荷素子からなるアンテナのモデルを考える。平面波 (0) が放射されると、最初にアンテナ m にぶつかり、そこで電流が流れる。放射波の一部は再び空間 (2) に放射される。また一部はアンテナ n に向かい、放射波 (0) に加わる。残り (1) は、アンテナ m に流れる。放射波から得られるエネルギーを最大にするために、後方散乱 (2) のエネルギーを最小にする必要がある。これは、アンテナ後方への反射波 (4) を散乱波で打ち消すために受信機をアンテナに不整合にすることで実現できる。

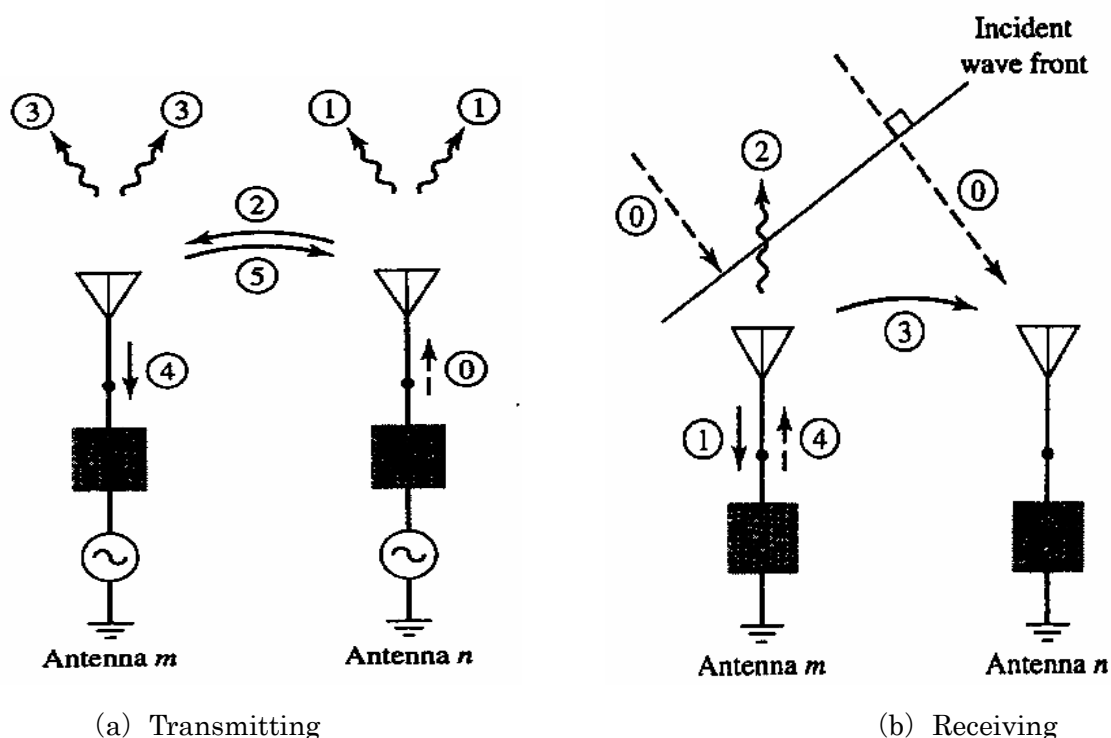


図 5.4 Transmitting mode coupling paths between antennas m and n

この様に相互結合は、アンテナの性能に重要な役割をしている。しかし、細かな現象の把握は簡単ではない。その為、数値解析による理解が一般的に行なわれており、本研究でも同様に扱う。しかしながら、さらなる相互結合の理解のために、相互結合の影響が電流値に現れている事を踏まえて、また、電気力線の振る舞いから相互結合における電磁界の振る舞いと利得について述べる。

### 5.2.3 アンテナ素子と反射板の結合効果

アンテナが導体表面上、つまり、反射板上にあると、反射板の表面では誘導電流が生じ、実際の電流と対称となる位置に仮想の電流があるように作用する。これをイメージアンテナと呼び、イメージアンテナの電流の向きは実際のアンテナと逆位相となる。このような考え方は、イメージ法、鏡像法といい、反射板上のアンテナの特性を考える際に非常に有効な手段の一つとなる。また、電気力線の振る舞いも合わせて描くと図 5.5 のようになる。

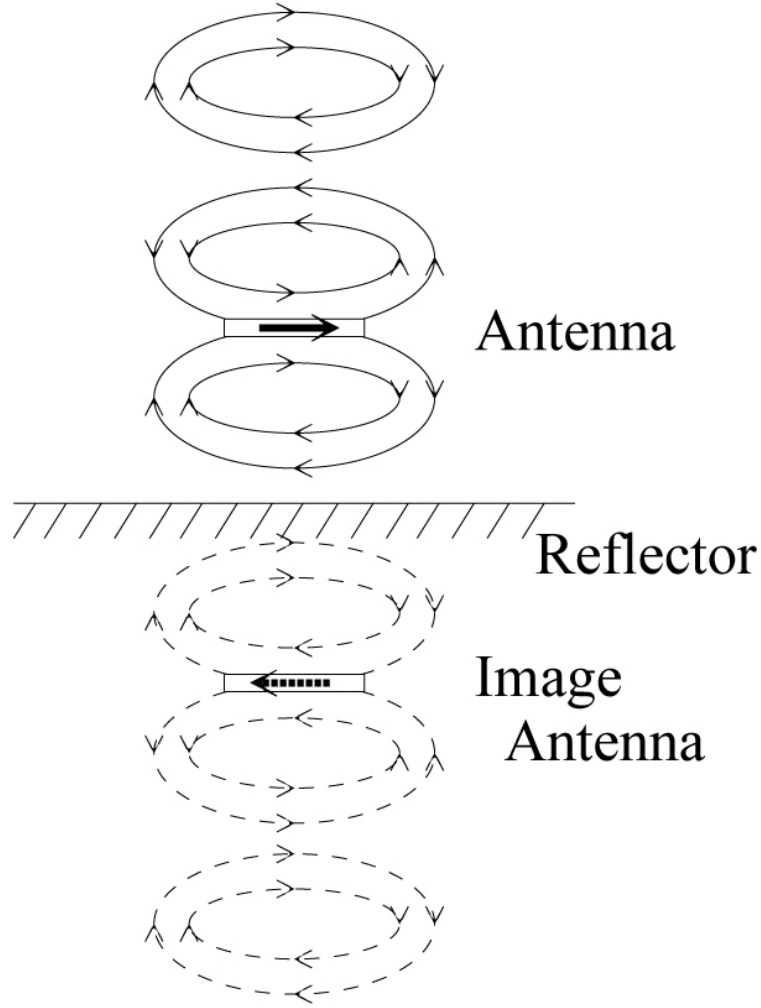


図 5.5 実際のアンテナとイメージアンテナ

また、鏡像法における利得の概念は面白い現象を生む。上述したようにアンテナ素子数を 2 倍にすると利得も 2 倍になるが、鏡像法のイメージアンテナにおいては、実際のアンテナ 1 本とイメージアンテナ 1 本で計 2 本、つまり、本数が 2 倍になっても、イメージアンテナにおいては、入力電力がないので、入力電力は 1 本分で良いので、式 (5.19) は

$$G_2(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 |2E(\theta, \phi)|^2}{2W} = 2 \times \frac{4\pi r^2 |E(\theta, \phi)|^2}{W} = 2 \times G_1(\theta, \phi) \quad (5.19)$$

であったが、イメージアンテナの時には、

$$G_i(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 |2E(\theta, \phi)|^2}{W} = 4 \times \frac{4\pi r^2 |E(\theta, \phi)|^2}{W} = 4 \times G_1(\theta, \phi) \quad (5.24)$$

となり、利得が 4 倍、つまり 6dB 増加する。この現象は、イメージアンテナと実際のアンテナ間で起こるので、それ以外の要因でおこる、つまり通常のアレーアンテナにおける素子数と利得の関係は変わらず本数が増えた数に比例する現象は式 (5.22) のとおりである。つまり、ダイポールアンテナ 1 素子の利得は 2.15dBi であり、反射板によって、利得は 6dB 増えるので、反射板付きダイポールアンテナの素子数から求められる

理論値は、

(ダイポールアンテナの利得) + (反射板による利得)

$$= 2.15 + 6.02 = 8.17 \div 8.2 \text{ [dBi]} \quad (5.25)$$

となる。アレーアンテナの場合を考えると、例えば3素子では、

(ダイポールアンテナの利得) + (反射板による利得) + (素子数による利得)

$$= 2.15 + 6.02 + 4.77 = 12.94 \div 12.9 \text{ [dBi]} \quad (5.26)$$

よって、本研究で用いているアンテナの素子数  $n$  から考えられる利得の理論値  $G$  は表 5.1、図 5.6 となる。

表 5.1 素子数と利得

素子数	素子数増加による 利得増加分 $10\log(n)$	反射板による 利得増加分+8.17 を加算した最終 的な利得
$n$	$G_n$ [dBi]	$G$ [dBi]
1	0.00	8.17
2	3.01	11.18
3	4.77	12.94
4	6.02	14.19
5	6.99	15.16
6	7.78	15.95
7	8.45	16.62
8	9.03	17.20
9	9.54	17.71
10	10.00	18.17
11	10.41	18.58
12	10.79	18.96
13	11.14	19.31
14	11.46	19.63
15	11.76	19.93
16	12.04	20.21
17	12.30	20.47
18	12.55	20.72
19	12.79	20.96
20	13.01	21.18
21	13.22	21.39
22	13.42	21.59
23	13.62	21.79
24	13.80	21.97
25	13.98	22.15
26	14.15	22.32
27	14.31	22.48
28	14.47	22.64
29	14.62	22.79
30	14.77	22.94

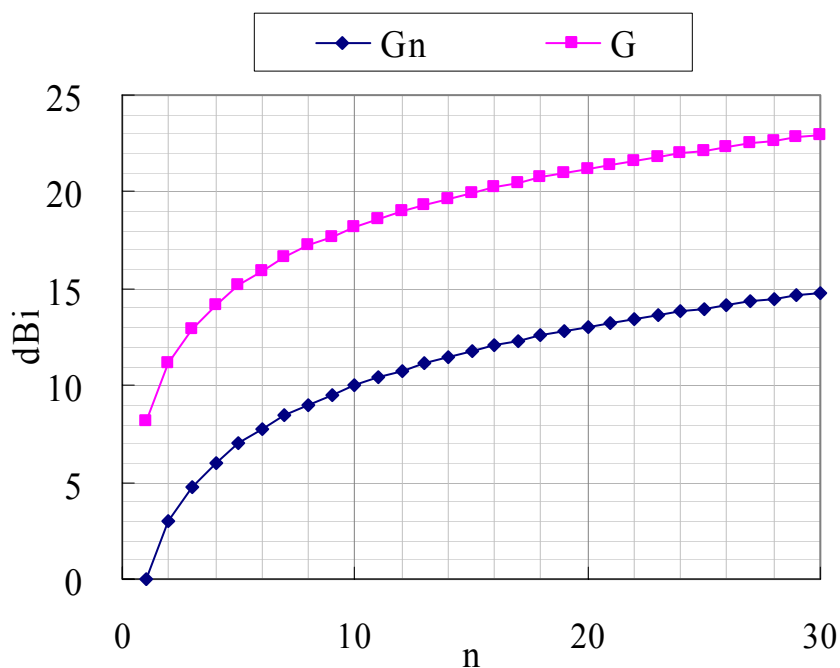


図 5.6 素子数と利得

## 5.2.4 間引き給電型アレーアンテナの原理と構成

上述した通り、間引き給電型アレーアンテナは素子間の電氣的相互結合を抑制するのではなく、積極的に利用する。つまり、無給電素子が給電素子同様に励振する。その為には、無給電素子の励振が強く起こる為の配置が非常に重要である。本論文においては、この配置法について検討していく。

給電素子として半波長ダイポールアンテナを使用し、無給電素子として半波長の線状の完全導体を使用する。また、将来的にフェイズドアレーとして利用するので、反射板上に同一平面に配置し、ブロードサイドアレーアンテナとして利用する。ビームを振る為には、構造上、ブロードサイドアレーアンテナが適切である。よって、図 5.7 のような構成となる。

この構造において、反射板上に配置されたアンテナは、配列方向に対して垂直な方向へ主ビームが来る事からブロードサイドアレーアンテナとして捉えられる、しかし、鏡像法を用いて考えた時、実際のアンテナ素子と鏡像法により作り出されたイメージアンテナにおいては、配列方向へ主ビームが来るので、エンドファイアアレーアンテナとしても捉える事が出来る（図 5.8）。

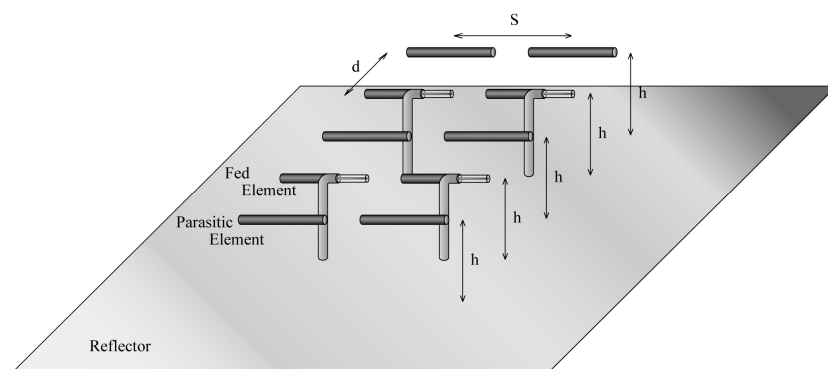


図 5.7 本研究における構成例 (モデル 4F6P)

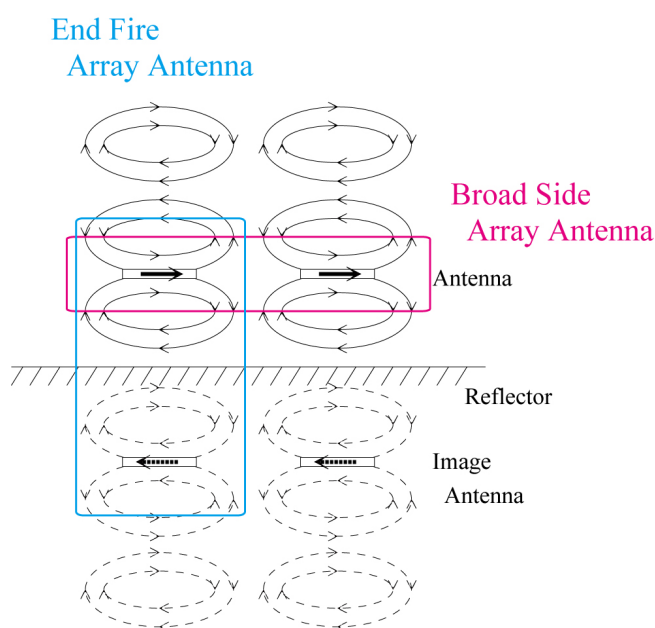


図 5.8 ブロードサイドアレーアンテナとエンドファイアアレーアンテナ

## 第 6 章 60%を超える間引き給電型アレーアンテナのシミュレーション解析

### 6.1 シミュレーション条件

本研究におけるアンテナは、給電素子、無給電素子、そして、反射板の 3 つから構成される。給電素子はダイポールアンテナ、無給電素子は線状の金属棒である。

前述の通り、本研究においてシミュレーションは、モーメント法を用いる。使用ソフトは IE3D である。その為、同軸の外側のみをモデル化し、モデル化を簡略化する。

周波数は 5.8GHz である。アンテナの特性を求める為に、反射板の大きさの影響を取り除く為、無限延かつ完全導体 (PEC : Perfect Electric Conductor) である。給電方法はギャップ給電とし、アンテナ形状は直方体を用いる。ダイポールアンテナの長さは  $l=25.54\text{mm}\div 0.49\lambda$ 、給電部分のギャップ長は  $lg=0.02\text{mm}$  である。厚みは 1.2mm とした。

実際の実験で使用するダイポールアンテナ (図 6.1) をモデル化する為に、放射パターンの解析においては、ダイポールの左右の幅を 1.2mm と 0.3mm とした (図 6.2 (a))。左右の幅による影響は利得にして 0.02dB 程度である事を確認している。給電素子の内部導体まわりの誘電体を含めた解析はしていない。モデル化したアンテナ形状が直方体であるので、垂直軸から水平軸へと同軸が曲げられる部分の曲線としての解析は行っていない。また、ダイポールの垂直部分の解析も行っていない。軸が水平部分の中心であれば、垂直部分に電流は乗らないので、省略して良い為である。無給電素子の長さは  $lp=24.31\text{mm}=0.47\lambda$  である。厚みは 1.0mm である。メッシュは標準設定の 5 倍の 100[cell/ $\lambda$ ] に設定する。解析時間は後ほど紹介するモデル 1F2P で約 10 秒程である。

また、電流分布を求める時は、アンテナ素子の太さが左右で違うと、太さが細い方が、電流密度の値が極端に高くなってしまうため、電流分布が把握しづらいので、左右が全く対象のダイポールアンテナとして解析した (図 6.2 (b))。また、放射パターンでは、方位角  $\theta$  を  $5^\circ$  間隔 37point、仰角  $\phi$  を  $10^\circ$  間隔 37point で解析したので合計 1369point であったが、近傍界の解析においては、軸に沿った平面の空間の各点において解析する為、メモリを非常に必要とする。その為、メッシュを標準設定の 20[cell/ $\lambda$ ] までに減らした。モデル 1F2P における利得については 100[cell/ $\lambda$ ] との誤差は 0.01dB 以下であり、問題なく解析が行われていると言える。解析平面の指定は、一定の間隔でかつ X、Y、Z 軸に沿って出来る。1 つの軸に対し、最低 2 つの点を指定しなければならないので、例えば 1mm 間隔で、X 軸 2point、Y 軸 201point、Z 軸 151point と指定すると、それぞれの点に対し両側をはさむ様に計 2 点をソフトが指定するので、それぞれ point が倍増し、X 軸 4point、Y 軸 402point、Z 軸 302point となり、485616point となる。モデル 1F2P で約 3 分程かかり、約 120MB の容量が必要である。電流分布と近傍界の解析は同じモデルで行う (図 6.2 (b))。

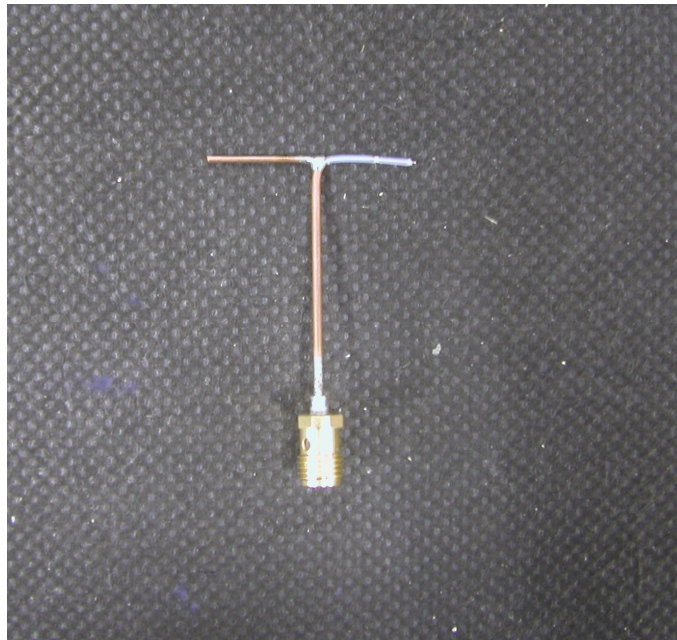
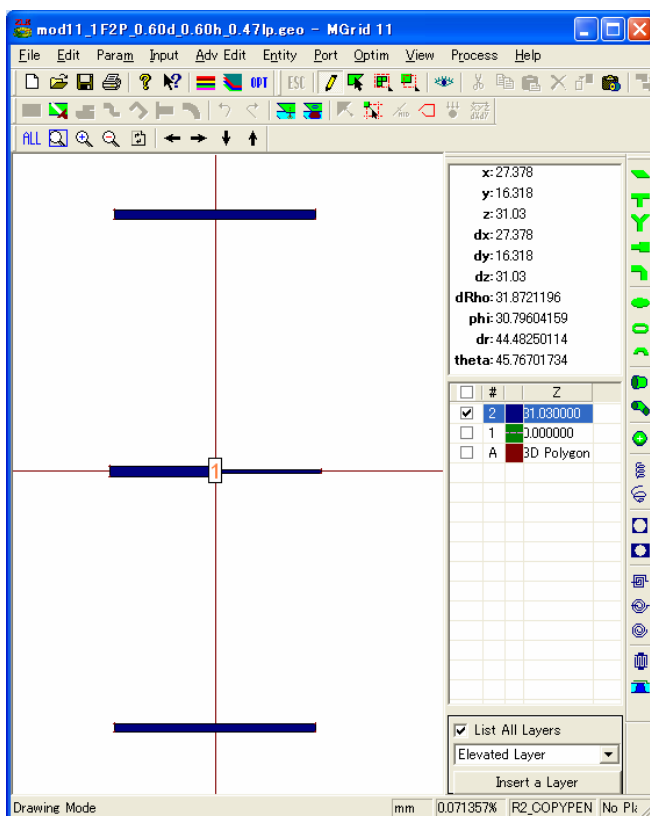
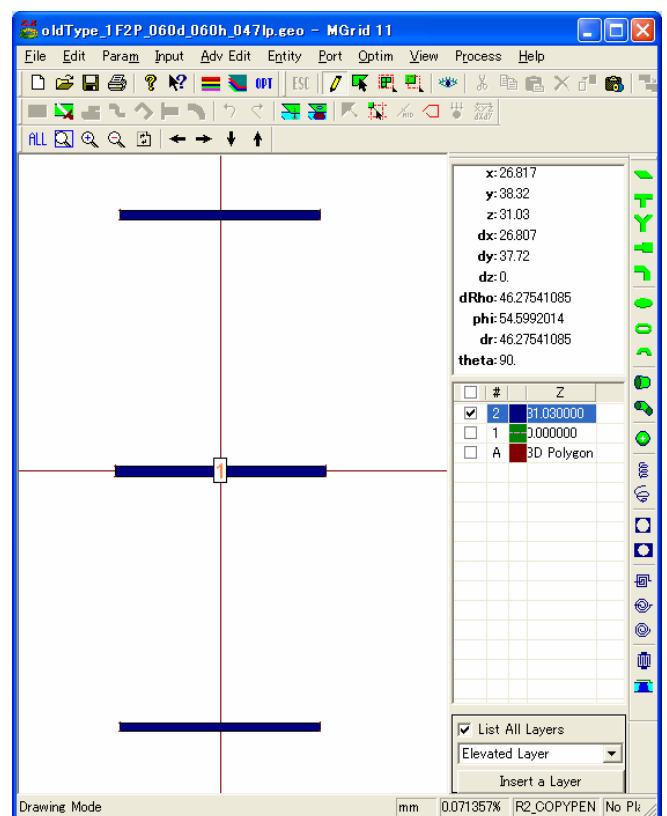


図 6.1 実験で使用するダイポールアンテナ



(a) 放射パターン解析用モデル (モデル 1F2P)



(b) 電流分布・近傍界解析用モデル (モデル 1F2P)

図 6.2 シミュレーションソフト IE3D による設計図

## 6.2 60%間引き給電型アレーアンテナの構成とシミュレーション結果

ここでは、60%間引き給電型アレーアンテナであるモデル 4F6P（5 行 2 列）の構成とシミュレーション結果について述べる。その為に、まず、6.2.1 において、アンテナ素子単独であるモデル 1F（1 行 1 列）を検証する。

次に、H 面方向の素子を増やしていく。6.2.2 において、Y 軸方向に無給電素子を挿入したモデル 1F2P（3 行 1 列）により、電磁界的相互結合により、無給電素子が給電素子と同様に放射素子として動作している事を確認する。同様に、6.2.3 において、Y 軸方向に給電素子と無給電素子を挿入したモデル 2F3P（5 行 1 列）によって、給電素子が 2 素子が増えても同様に動作する事を確認する。

次に、E 面方向の素子を増やしていく。6.2.4 においてモデル 1F（1 行 1 列）を X 軸方向に増やした構成であるモデル 2F（1 行 2 列）を解析する。つまり、給電素子を挿入する。そして、6.2.5 においてモデル 1F2P を X 軸方向に増やした構成であるモデル 2F4P（3 行 2 列）を解析し、最後に 6.2.6 においてモデル 2F3P を X 軸方向に増やした構成であるモデル 4F6P（5 行 2 列）を解析する。

つまり、モデル 4F6P（5 行 2 列）は給電素子、無給電素子共に、X 軸方向と Y 軸方向に増やした構成をとっているため、今後、更に素子数を増やしたアレー化に対応できる最小ユニットとして位置づけられる。



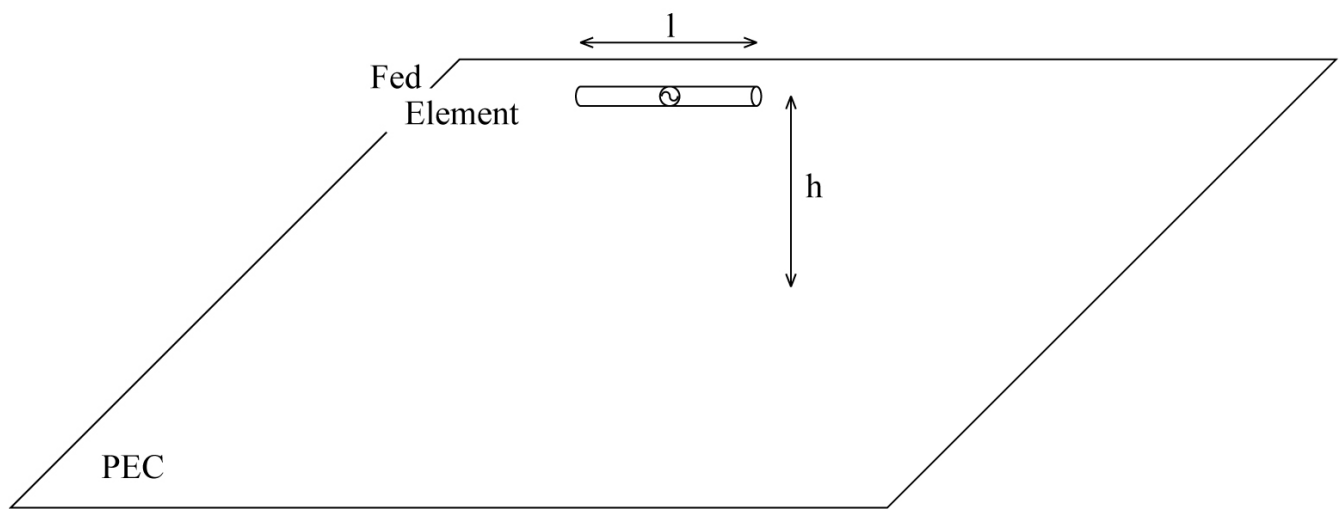
### 6.2.1 単一給電素子の場合 モデル 1F

#### (1) 目的

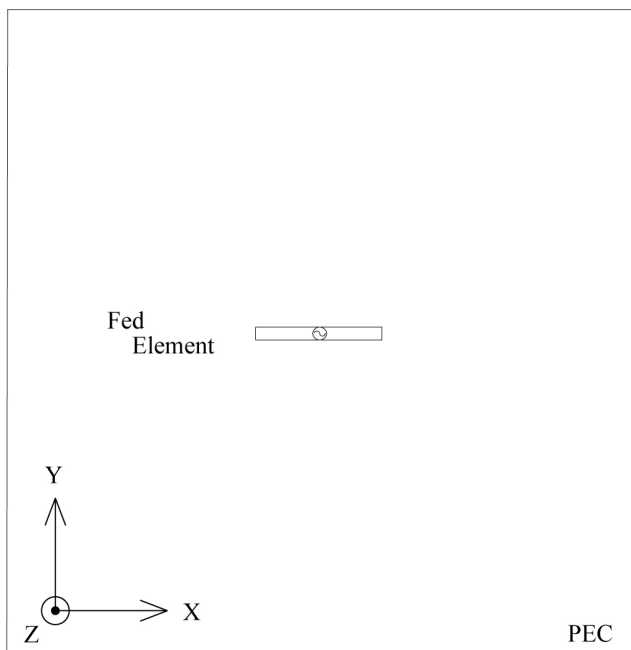
給電素子単体における高さ  $h$  の変化による影響を利得、放射パターンから確認する。また、相互結合と電流と利得の関係についても考察する。

#### (2) アンテナ構成

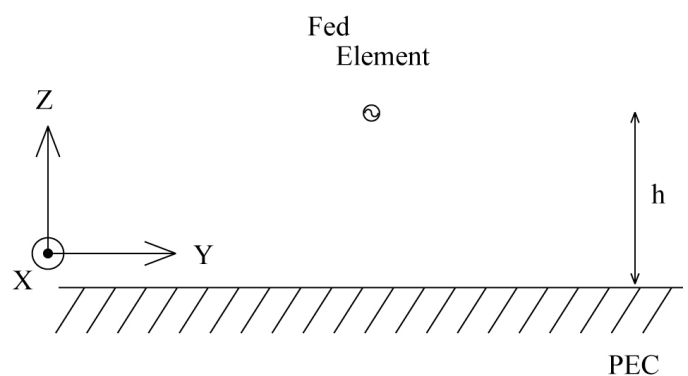
モデル 1F (1 行 1 列) の構成を図 6.3 に示す。モデル 1F は、給電素子 1 本のみを反射板に対し、高さ  $h$  に配置したモデルである。 $l=25.54\text{mm}\div0.49\lambda$  である。



(a) 全体図



(b) 上面図

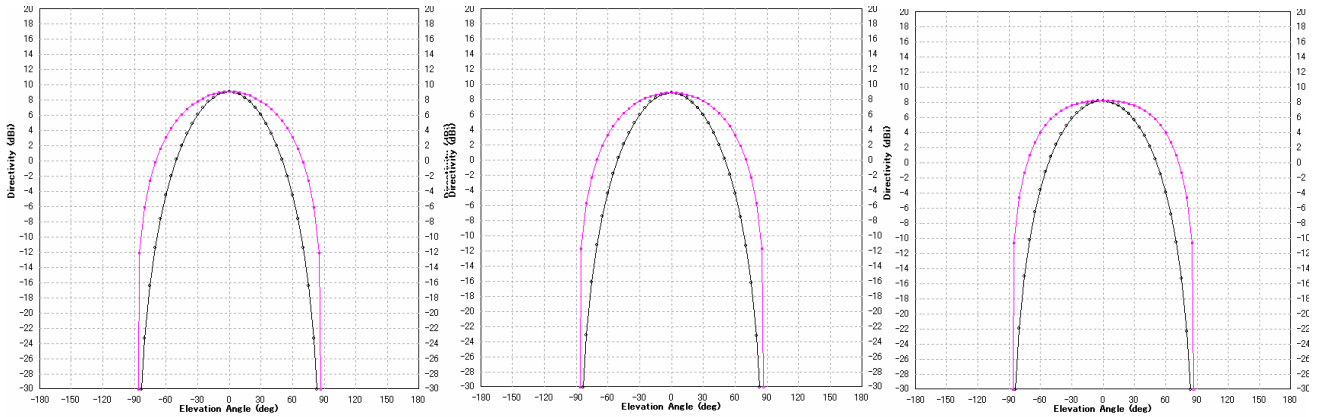


(c) 側面図

図 6.3 モデル 1F 構成図

### (3) 高さ $h$ による変化

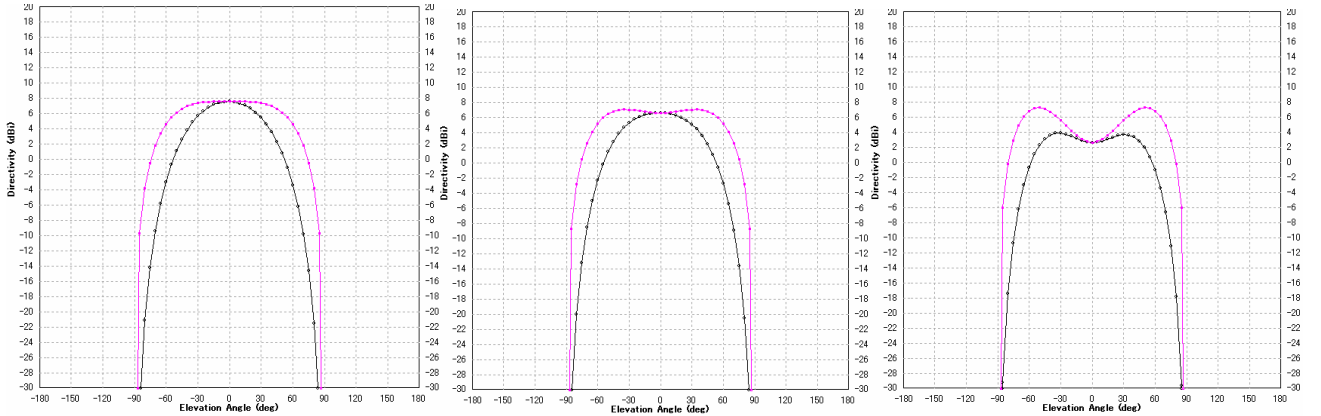
高さ  $h$  を変化させる。放射パターンの変化は、それぞれの高さ  $h$  において、図 6.4 (a) ～ (q) の様になる。ダイポールアンテナを高さが低い位置から高い位置へ移動させた時の変化の様子は以下の様になる。 $h=0.03\lambda \sim 0.25\lambda$  においてはメインローブのみの 1 方向へのビームとなる。 $h=0.30\lambda \sim 0.50\lambda$  においては、ビームが 2 方向となり、メインローブは存在しない。更に、 $h=0.60\lambda \sim 0.70\lambda$  においては、ビームが 3 方向となり、メインローブとサイドローブが左右に 2 つ存在している。同様の現象がアンテナを高くするにつれて確認できる。 $h=0.80\lambda \sim h=1.00\lambda$  においては、ビームが 4 方向となり、メインローブは存在しない。更に、 $h=1.10\lambda \sim 1.20\lambda$  においては、ビームが 5 方向となり、メインローブとサイドローブが左右に 4 つ存在している。



(a)  $h=0.03\lambda$

(b)  $h=0.10\lambda$

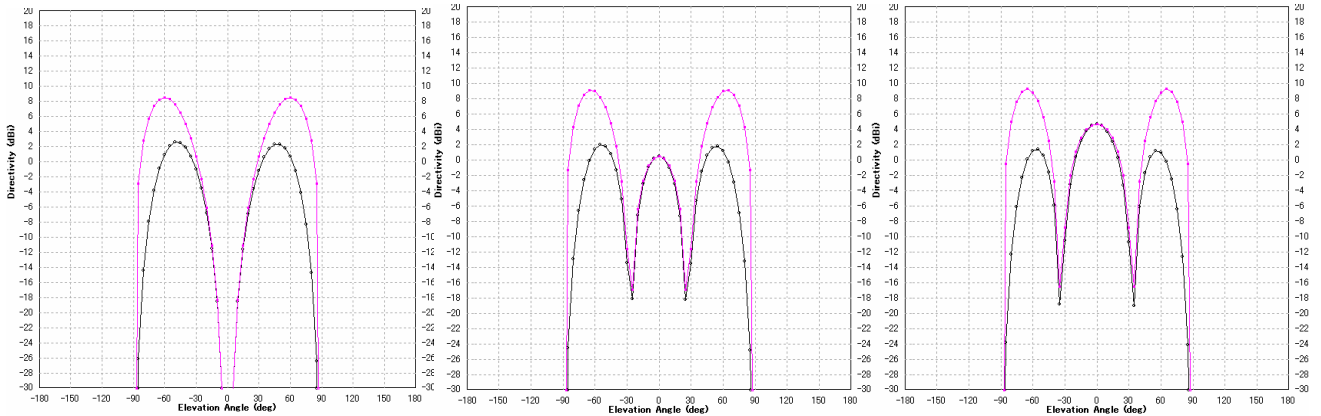
(c)  $h=0.20\lambda$



(d)  $h=0.25\lambda$

(e)  $h=0.30\lambda$

(f)  $h=0.40\lambda$



(g)  $h=0.50\lambda$

(h)  $h=0.56\lambda$

(i)  $h=0.60\lambda$

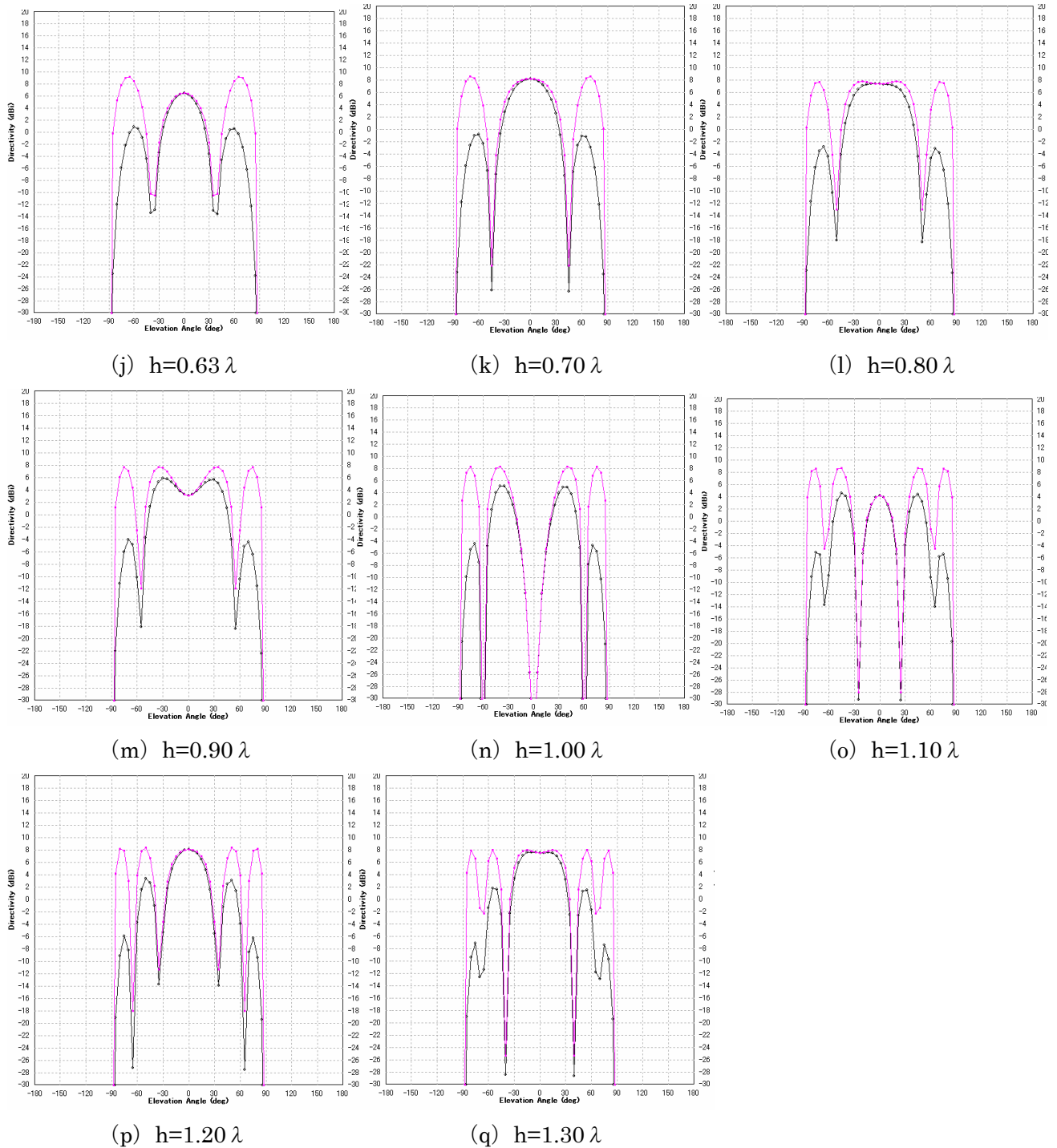


図 6.4 モデル 1F における高さ  $h$  に対する放射パターン

( E 面 : 黒線    H 面 : 赤線 )

利得の変化は、図 6.5 のようになる。利得の最大値なので、メインローブよりサイドローブが高い場合、そちらの値を Directivity として示してある。また、サイドローブレベルについては、図 6.6 に示す。表 6.1 に高さ  $h$  における利得とサイドローブレベルを示す。サイドローブレベルについてはメインローブからサイドローブを引いた差として表している。利得が高くなっている箇所が 3 箇所あり、 $h=0.03\lambda$  のとき利得 9.0dBi、 $h=0.60\lambda$  のとき利得 9.2dBi、 $h=1.15\lambda$  のとき 8.7dBi である。また、利得が落ち込んでいる箇所が 3 箇所あ

り、 $h=0.30, h=0.90\lambda, h=1.3\lambda$  付近で確認される。これは高さによって大きく 2 つに分けて説明される。

まず、 $h=0.25\lambda$  以上においては、実際のアンテナから放射される電磁波と虚像のアンテナであるイメージアンテナから放射される電磁波が同相となる高さでは電磁波の波が強め合って高利得となり、逆相となる高さでは電磁波の波が弱め合っている為におこっている。

次に、 $h=0.25\lambda$  以下において述べると、同相、逆相の理論では説明できない現象である。 $h=0$  に近づくほど、逆相になるので、利得は低くなるはずである。しかしながら、シミュレーション結果を見ると、 $h=0$  に近づくほど高利得となっている。しかも、相互結合を無視した素子数と反射板による影響から計算される理論値においては 8.2dBi にもかかわらず、9.0dBi 得られる。これは、次のように説明される。通常、ダイポールアンテナはダイポールモードとして動作している。しかしながら、実際のダイポールアンテナと反射板によって作り出された虚像のダイポールアンテナが近接している事により、クワッドラプルモードとして動作していると考えられる。その為、9.0dBi という高利得のアンテナとして動作している。

図 6.5 モデル 1F における高さと利得とサイドローブレベル

h	h	Main Lobe	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
[ $\lambda$ ]	[mm]	[dBi]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.03	1.70	9.03	9.03	-	-
0.10	5.17	8.86	8.86	-	-
0.20	10.34	8.16	8.16	-	-
0.25	12.93	7.52	7.52	-	-
0.30	15.52	6.56	7.00	-	-0.44
0.40	20.69	2.59	7.21	-1.23	-4.63
0.50	25.86	-45.61	8.45	-48.13	-54.06
0.56	28.97	0.48	9.06	-1.49	-8.58
0.60	31.03	4.64	9.22	3.26	-4.58
0.63	32.59	6.44	9.10	5.63	-2.67
0.70	36.21	8.15	8.56	9.02	-0.40
0.75	38.79	8.10	8.10	9.99	0.01
0.80	41.38	7.30	7.74	-0.02	-0.44
0.90	46.55	3.02	7.65	-2.80	-4.63
1.00	51.72	-39.90	8.25	-44.79	-48.12
1.10	56.90	4.19	8.60	-0.39	-4.41
1.18	61.03	7.71	8.54	4.21	-0.83
1.20	62.07	8.03	8.37	4.70	-0.34
1.30	67.24	7.48	7.93	-0.11	-0.45

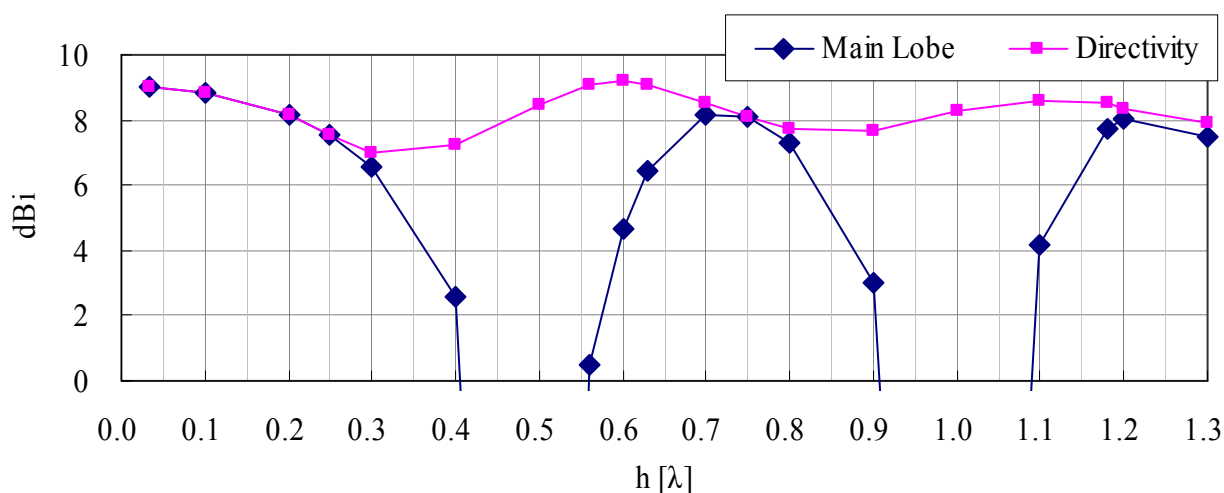


図 6.5 モデル 1F における高さ と 利得

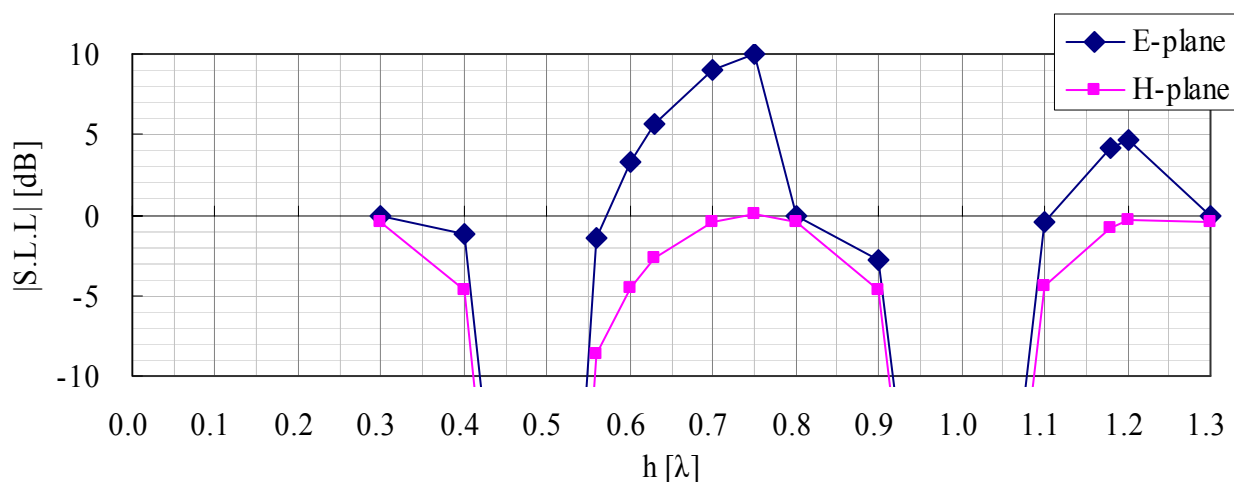


図 6.6 モデル 1F における高さ と サイドローブレベル

#### (4) 電気力線と電流による相互結合と利得に関する考察

相互結合により、アンテナ上の電流が増減する事が分かっている。通常は、自己インピーダンス、相互インピーダンスによって説明されるが、入力電圧の存在しない無給電素子においては定義する事は困難である。その為、相互結合によって影響を受けた後の給電素子と無給電素子の電流値をもとに利得を計算する方法を試みる。そもそも、電流値が分かれば、利得の計算は出来る。しかしながら、電流値を求める事は一般に困難である為、モーメント法のように数値解析によって利得を計算する。このモーメント法においては、途中で電流値を算出する為、計算が困難とされる電流値を扱う事が出来る。

実際の計算の前に、結合効果における電磁界の振る舞いを電気力線によって理解するため、図 6.6 に電気力線の振る舞いの概形図を示す。図における電流と電界の関係は必ずしも実際の振る舞いと完全一致しているわけではないが、原理の説明をし易いように示した。電気力線の向きと電流の向きが一致した時には電流が強められる。また、電気力線同士の向きが合えば、電界が強められる。電流が強められれば利得は増加する。また、電気力線同士の向きが合う時、つまり、電界同士が強め合えば利得が増加する。

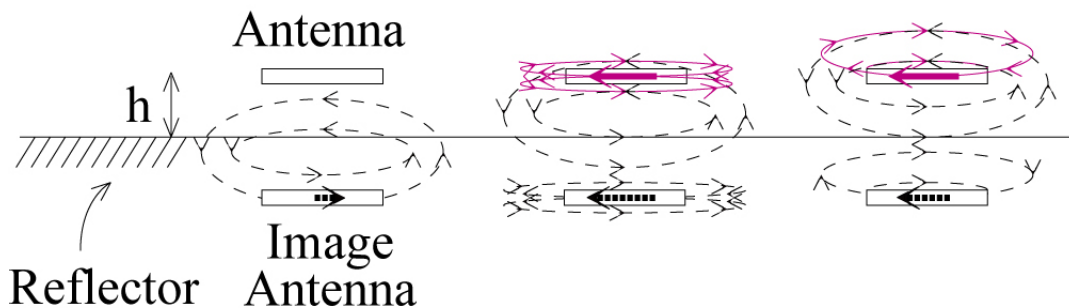
しかしながら、エンドファイヤにおいては、図 6.7、図 6.8 のようになる。電界の発生時以外は、反射板に対して上方向に放射される電気力線を示す。また、イメージアンテナからの電気力線を点線で表す。

アンテナ F とイメージアンテナ IF について、電界の向きが同位相となる  $h = \lambda/4$ ,  $3\lambda/4$  の時において、高さ  $h = \lambda/4 = 0.25\lambda$  を代表して図 6.7 に示す。(a) においては、イメージアンテナからの電気力線によって励振され発生したアンテナ F 上の電流を赤線で表し、その電流により発生する電気力線も赤線で示す。つまり、これは、相互結合による影響を表した図である。(b) においては、実際のアンテナの振る舞いを示す。鏡像法においてはアンテナ F に流れる電流とイメージアンテナ IP に流れる電流は逆位相であるので、アンテナ F の電流と電気力線の振る舞いを示す。図 6.7 (a) より、イメージアンテナ IP から発生した電界（点線）によりアンテナ P は励振し、電流を発生させるが、イメージアンテナ IP により励振され作り出される電流（赤）の向きと、(b) にみられる、実際の電流（青）の向きが逆になってしまうので、電流を弱めてしまう消極的な使われ方として相互結合が起こっている。しかしながら、イメージアンテナ IP から発生した電界（点線）と実際のアンテナから発生する電界（青）の向きが同じ為、電界同士は強め合っているので、7.5dBi の利得を得られるが、相互結合がない場合の利得 8.2dBi には届かない。つまり、(a) の相互結合の影響は、電流値の現象として確認される。

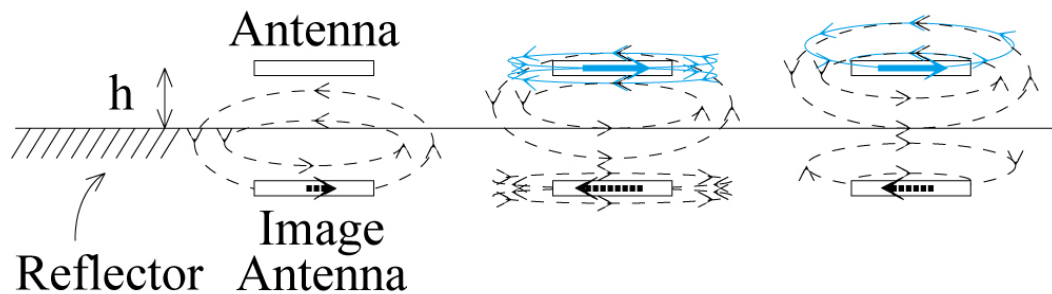
同様に、アンテナ F とイメージアンテナ IF について、電界の向きが逆位相となる  $h = \lambda/2$ ,  $\lambda$  の時において、高さ  $h = \lambda/2 = 0.5\lambda$  を代表して図 6.8 に示す。図 6.8 (a) より、イメージアンテナ IP から発生した電界（点線）によりアンテナ P は励振し、電流を発生させる。イメージアンテナ IP により励振され作り出される電流（赤）の向きと、(b) にみられる、実際の電流（青）の向きが同じになるので、電流は強め合い積極的な使われ方として相互結合が起こっている。しかしながら、イメージアンテナ IP から発生した電界（点線）と実際のアンテナから発生する電界（青）の向きが逆な為、電界同士は弱め合っている。ここでは、完全に逆位相なので打ち消し合っている為、利得は得られない。

以上をまとめると次のようになる。電流を強める時には電界が逆位相となり弱められ、また、電流が弱められた時には電界が強め合う事となる。また、完全に電界の向きが逆位相になる  $h = \lambda/2$ ,  $\lambda$  の時には利得が低下してしまうので利得は最小となるが、電界の向きが同位相となる  $h = \lambda/4$ ,  $3\lambda/4$  であっても、相互結合により、電流を弱められてしまうので素子数から求められる利得の理論値 8.2dBi には達する事は出来ない。細かく見れば、 $h = 3\lambda/4$  においては、反射板との距離が遠くなるため、相互結合が弱まり、電流が弱くなる割合が小さいので、8.2dBi に近づいている。しかしながら、相互結合の消極的な影響を受けている事には変わらない。

よって、エンドファイヤ方向で相互結合を最大限に利用する為には電界の位相を犠牲にしても、強い電流をアンテナに乗せる事により、より大きい利得を得る方法が考え得る。この考えをもとにしたのが後述するモデル 1F2P である。

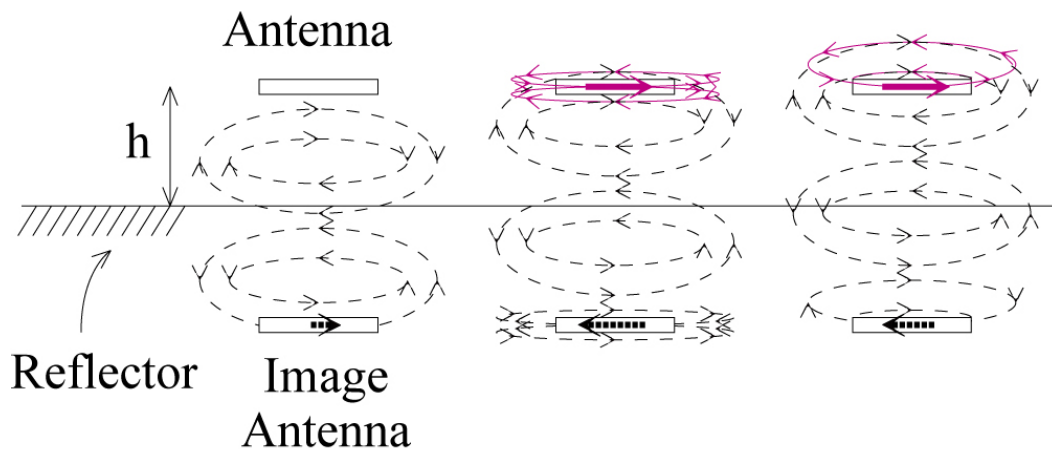


(a) イメージアンテナからの電気力線（点線）により作られる電流と電機力線（赤）（相互結合による影響）

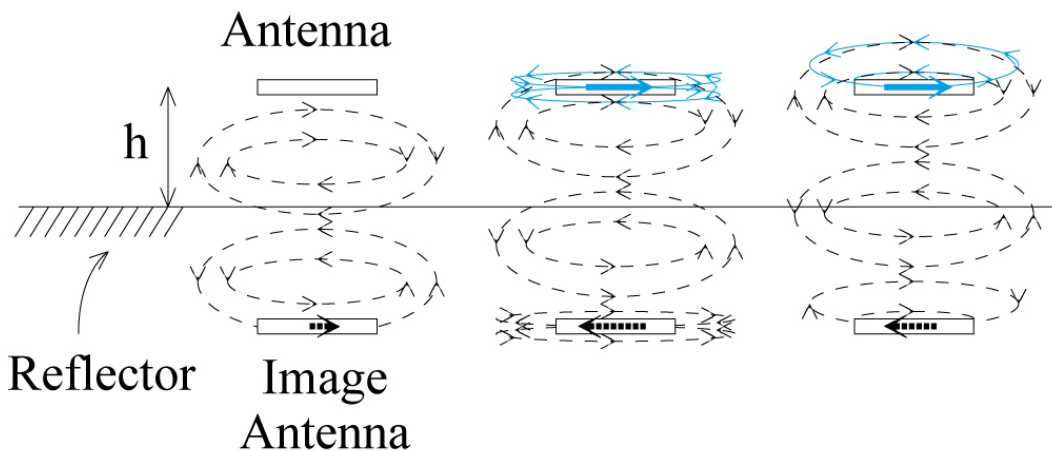


(b) イメージアンテナからの電気力線（点線）と実際のアンテナの電流と電機力線（青）

図 6.7 電界において同位相（高さ  $h=0.25\lambda$ ）である時の反射板上における給電素子とイメージアンテナ



(a) イメージアンテナからの電気力線（点線）により作られる電流と電機力線（赤）（相互結合による影響）



(b) イメージアンテナからの電気力線（点線）と実際のアンテナの電流と電機力線（青）

図 6.8 電界において逆位相（高さ  $h=0.50\lambda$ ）である時の反射板上における給電素子とイメージアンテナ

計算式では、相互結合により、増加もしくは減少した電流値から利得を算出する。電流の強め合いによる利得の増加分を同位相利得  $G_{in}$  とし、また、そこから電界の位相差により減らされる割合を表す指向性利得の 2 乗を掛け合わせて利得を算出する。ビームの方向は正面方向、つまりメインローブの利得のみを考える。

具体的には、次のように計算する。相互結合のない、自由空間におけるダイポールアンテナの電流値と利得と比較する事で計算する。アンテナ 1 をダイポールアンテナとして考え、比較するアンテナ 2 を反射板上のアンテナ 2 として考える。ダイポールアンテナの電流値と利得は既知である。また、比較するアンテナ 2 の電流値も既知である。その状態で、アンテナ 2 の利得を求める。これは、アンテナの電流値と電界の位相差から利得を求める方法であり、上に述べた電磁界の振る舞いが正しい事の裏付けの為の計算である。計算式は章 5 による計算式がもととなる。

アンテナ 1 とアンテナ 2 の位相差を  $\delta = \delta_1 - \delta_2$  とすると、式 (5.8)、(5.9) は、

$$I_1 = I_{10} e^{-j(\delta_1 - \delta/2)} e^{-j\delta/2} \quad (5.10)$$

$$I_2 = I_{20} e^{-j(\delta_1 - \delta/2)} e^{j\delta/2} \quad (5.11)$$

となる。2 つのアンテナの電流値の比を以下で表す。

$$I_1 = A I_2 \quad (5.15')$$

式 (5.12) は式 (5.10) ～ (5.15) より、以下のように表せる。

$$D(\phi) = A E_{10} \cos\left(\frac{\beta d}{2} \cos \phi + \frac{\delta}{2}\right) \quad (5.16')$$

ダイポールアンテナの利得を以下のように表すと、

$$G_1(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 |E(\theta, \phi)|^2}{\eta W} = \frac{4\pi r^2 |E(\theta, \phi)|^2}{W} \quad (5.18)$$

比較するアンテナ 2 の電流より、2 本の電流値が同じとすると、素子 2 本の利得  $G_2$  は

$$G_2(\theta, \phi) = \frac{4\pi r^2 |A E(\theta, \phi)|^2}{W} = A^2 \frac{4\pi r^2 |E(\theta, \phi)|^2}{W} = A^2 \times G_1(\theta, \phi) \quad (5.19')$$

となる。

上式の結果を、表 6.2、図 6.9 に示す。上の式は遠方界であるので、ULPD のようにアンテナ間隔が隣接している時である状態、つまり、近傍界における振る舞いの適応は困難である。特に、 $h = \lambda/2 = 0.50\lambda$  以上であれば、完全に説明が出来る事がわかる。しかしながら、近傍界と遠方界の間に属する  $h = \lambda/4 = 0.25\lambda$  においても、遠方界における振る舞いで説明できる部分もあるので、それを含めて説明すると以下となる。

電気力線を用いて説明した時と同様に、電流を強める時には電界が逆位相となり弱められ、また、電流が弱められた時には電界が強め合う事が分かる。そこで、完全に電界の向きが逆位相になる  $h = \lambda/2$ 、 $\lambda$  の時には利得が低下してしまうので利得は最小となるが、電界の向きが同位相となる  $h = \lambda/4$ 、 $3\lambda/4$  であっても、相互結合により、電流を弱められてしまうので素子数から求められる利得の理論値 8.2dBi には達する事は出来ない。



表 6.2 高さ  $h$  とモーメント法による利得と電流値から求めた利得

アンテナ 種類	高さ $h$	電流値	電流の 位相差 (F-IF)	電流値 の比	同位相 利得 $G_{in}$	指向性 関数 (2乗)	利得 Main Lobe (MOM)	利得 Main Lobe (by Currents)
	[ $\lambda$ ]	[A/m]	[deg]	—	[dBi]	—	[dBi]	[dBi]
1F	自由空間	12.03	—	—	—	—	2.19	2.19
1F-1IF	反射板付き 相互結合 影響なし	12.03	—	—	—	—	8.21	8.21
1F-1IF	0.03	29.59	172.4	2.46	16.03	0.04	9.03	2.38
1F-1IF	0.10	17.22	132.9	1.43	11.32	0.35	8.17	6.71
<b>1F-1IF</b>	<b>0.25</b>	<b>10.06</b>	<b>38.0</b>	<b>0.84</b>	<b>6.65</b>	1.00	<b>7.52</b>	<b>6.65</b>
1F-1IF	0.40	10.88	297.2	0.90	7.33	0.35	2.59	2.72
1F-1IF	0.50	13.06	227.8	1.09	8.92	0.00	-45.87	-305.79
<b>1F-1IF</b>	<b>0.56</b>	<b>13.78</b>	<b>186.2</b>	<b>1.15</b>	<b>9.39</b>	0.14	<b>0.46</b>	<b>0.71</b>
1F-1IF	0.60	13.71	158.1	1.14	9.34	0.35	4.42	4.73
<b>1F-1IF</b>	<b>0.63</b>	<b>13.35</b>	<b>136.9</b>	<b>1.11</b>	<b>9.11</b>	0.53	<b>6.43</b>	<b>6.36</b>
<b>1F-1IF</b>	<b>0.75</b>	<b>11.43</b>	<b>51.8</b>	<b>0.95</b>	<b>7.76</b>	1.00	<b>8.10</b>	<b>7.76</b>
1F-1IF	0.85	11.05	341.0	0.92	7.47	0.65	5.74	5.63
1F-1IF	1.00	12.42	233.8	1.03	8.48	0.00	-38.75	-301.79

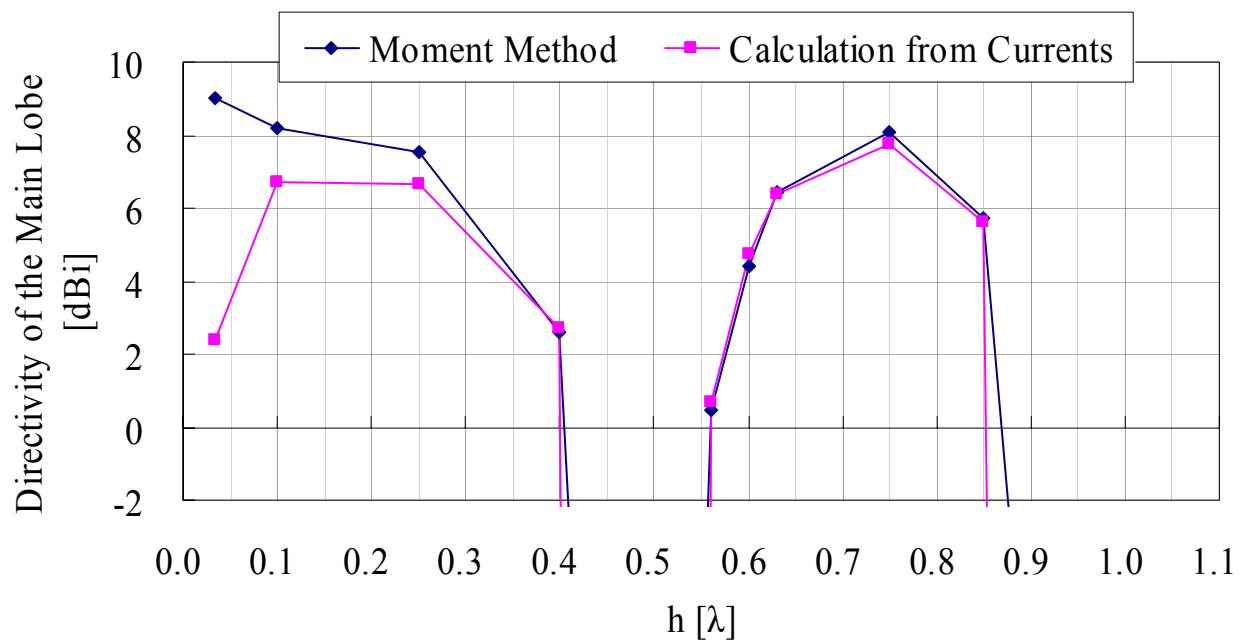


図 6.9 高さ  $h$  とモーメント法による利得と電流値から求めた利得

#### (5) モデル 1F (1 行 1 列) のまとめ

反射板からの高さ  $h$  による放射パターンや利得の影響は非常に大きい事が分かる。一般に、反射板付きダイポールアンテナは、放射パターンがメインローブのみでサイドローブのない高さ  $\lambda/4=0.25\lambda$  において使用する。本研究で使用した反射板付きダイポールアンテナの基準アンテナの利得は **6.8dBi** であり、シミュレーションでは **7.5dBi** である。これは、結合効果を考慮しない場合の反射板と素子単独の利得である **8.2dBi** を約 **1dB** 下回っている。これは、相互結合により電流が弱められた事による。これから検討するモデルは、無給電素子にもかかわらず、給電素子同様もしくはそれ以上の利得を有するものである。その為、本研究においては、遠方においてサイドローブとして捉えられる現象を利用する。つまり、サイドローブが強く放射されている高さは反射板のイメージアンテナが無給電素子とした場合に、電流が同位相で強くなり、反射板との結合効果が一番強い時であるので、高さは  $0.6\lambda$  付近が適切と思われる。

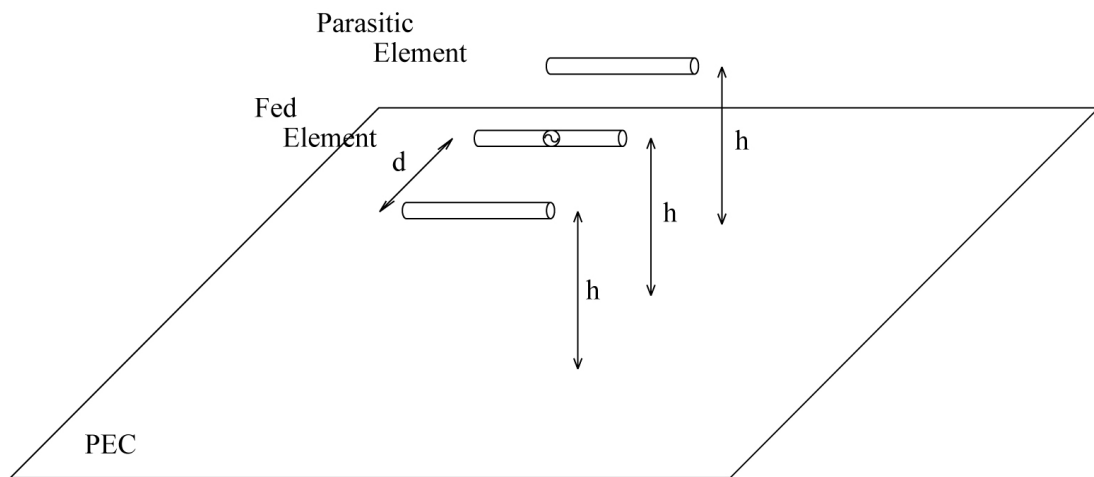
## 6.2.2 H 面に給電 1 素子と無給電 2 素子を配置する場合 モデル 1F2P

### (1) 目的

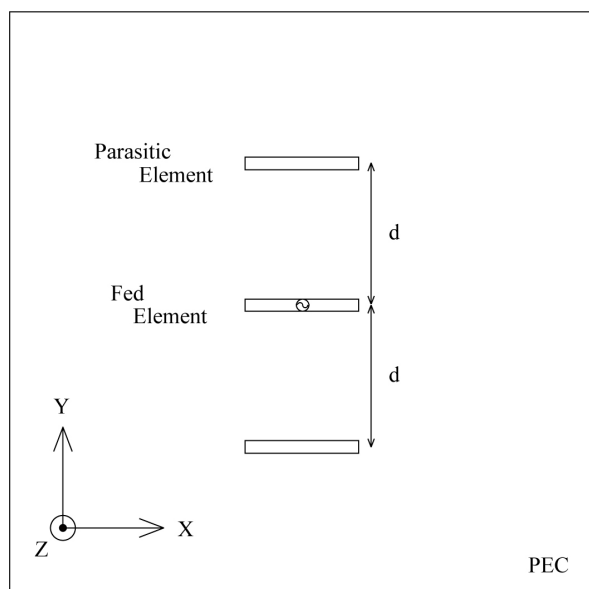
無給電素子を配置する事により、利得の向上を目指す。また、無給電素子の配置場所を H 面方向にする事により、H 面方向のサイドローブを抑えることを目的とする。また、相互結合と電流と利得の関係、無給電素子とサイドローブの関係についても考察する。

### (2) アンテナ構成

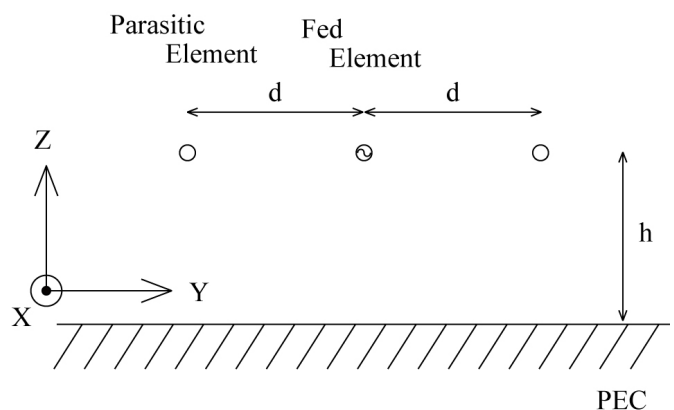
モデル 1F2P (3 行 1 列) の構成を図 6.10 に示す。モデル 1F2P は、給電素子 1 本、無給電素子 2 本を反射板に対し、全ての素子の高さは同じ高さとし、アンテナ素子が同一平面となるように構成したアレーアンテナである。無給電素子の長さ  $l_p$  は  $0.47\lambda$  で統一する。



(a) 全体図



(b) 上面図



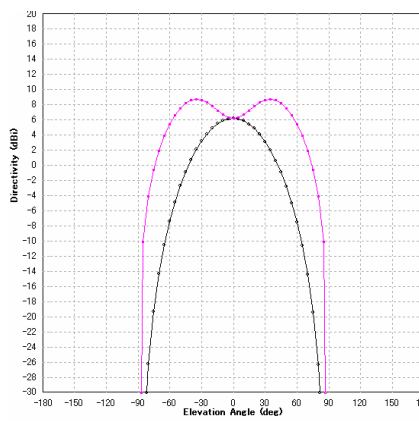
(c) 側面図

図 6.10 モデル 1F2P 構成図

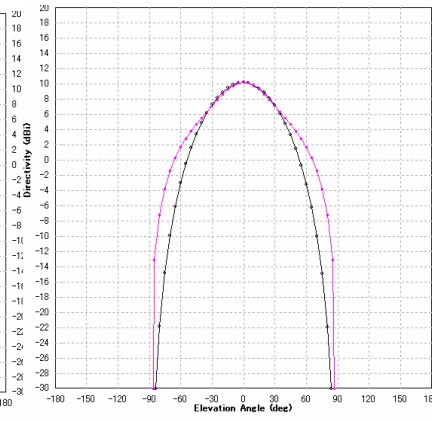
### (3) 高さ $h$ による変化

高さ  $h$  を変化させる。(素子間隔  $d$  固定 :  $d=0.60\lambda$ )

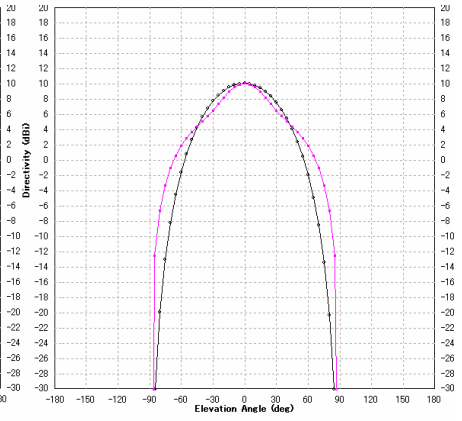
放射パターンの変化はそれぞれの高さ  $h$  において、図 6.11 (a) ~ (r) の様になる。



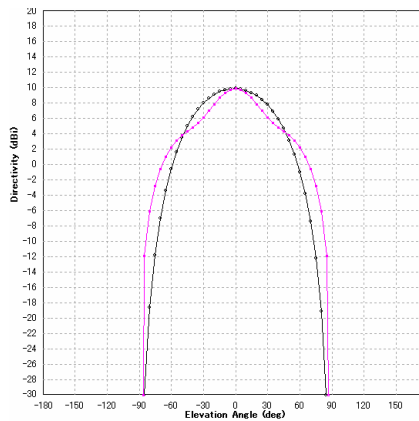
(a)  $h=0.03\lambda$



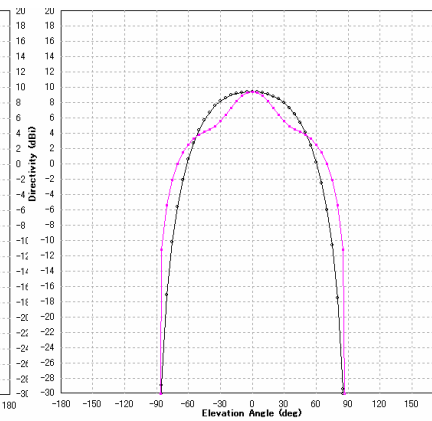
(b)  $h=0.10\lambda$



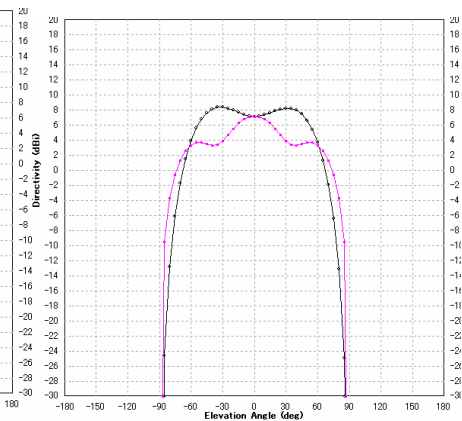
(c)  $h=0.20\lambda$



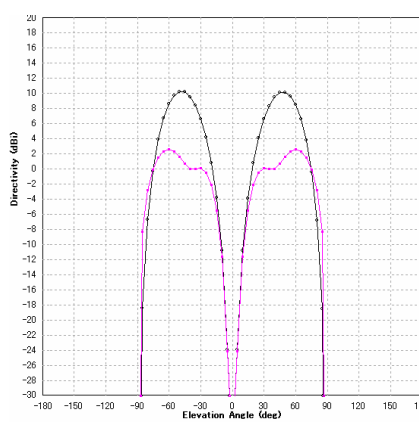
(d)  $h=0.25\lambda$



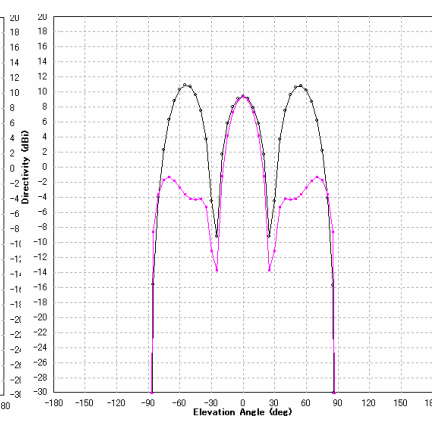
(e)  $h=0.30\lambda$



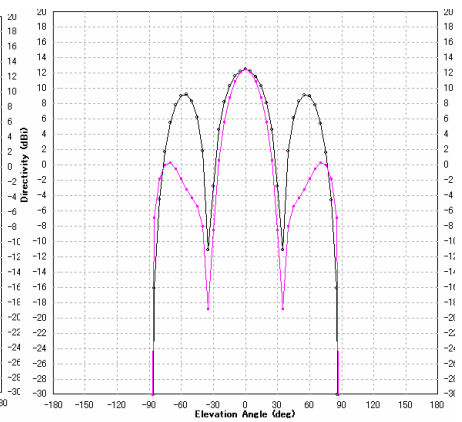
(f)  $h=0.40\lambda$



(g)  $h=0.50\lambda$



(h)  $h=0.56\lambda$



(i)  $h=0.60\lambda$

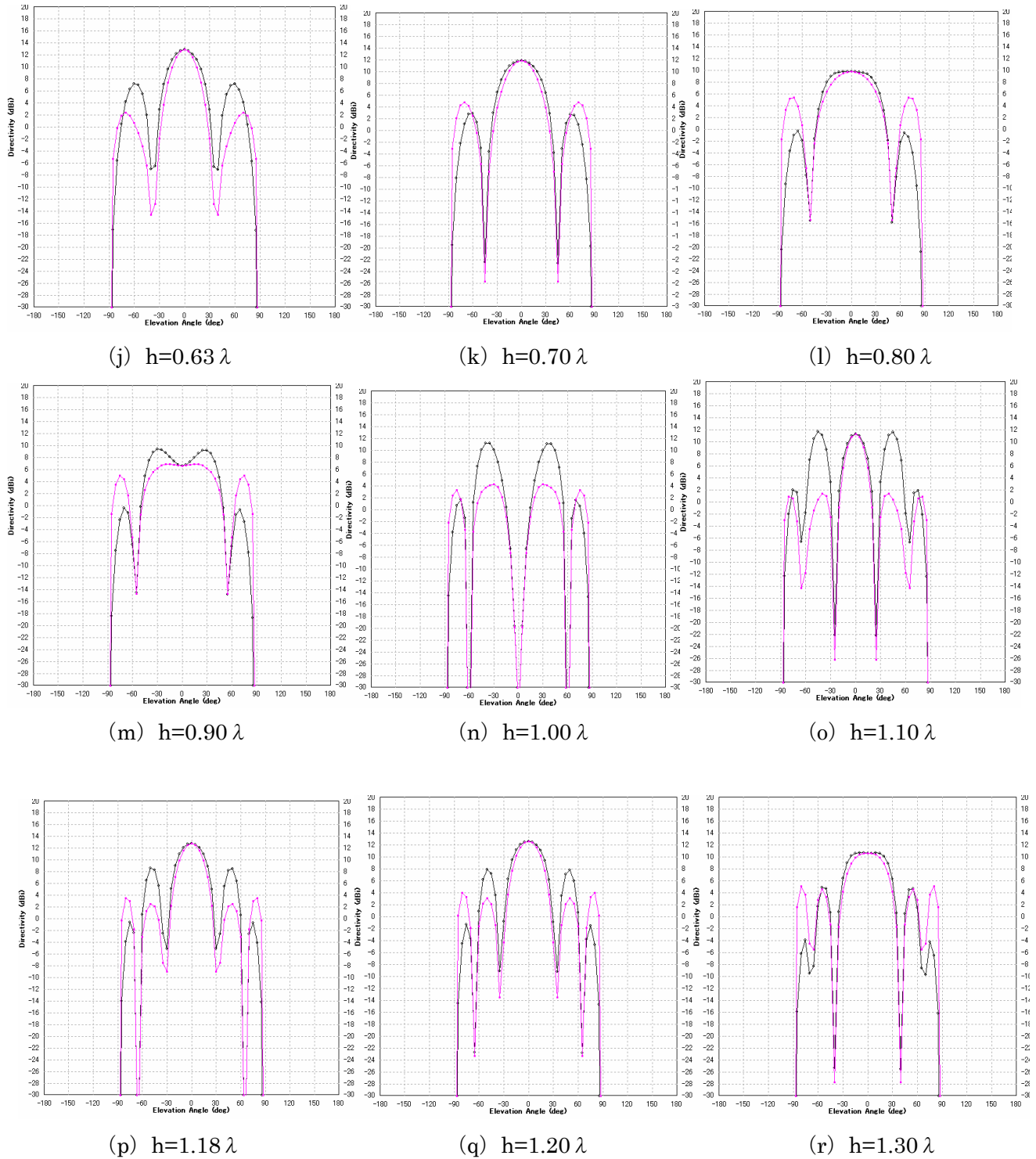


図 6.11 放射パターン

( E面：黒線    H面：赤線 )

(素子間隔  $d$  固定： $d=0.60\lambda$ )

利得の変化は、図 6.12 の様になる。利得の最大値なので、メインローブよりサイドローブが高い場合、そちらの値を Directivity として示してある。また、サイドローブレベルについては、図 6.13 に示す。表 6.3 に高さ  $h$  における利得とサイドローブレベルを示す。サイドローブレベルについてはメインローブからサイド

ローブを引いた差として表している。利得が高くなっている箇所が 2 箇所あり、 $h=0.63\lambda$  のとき最大利得 12.8dBi、 $h=1.18\lambda$  のとき利得 12.77dBi である。また、利得が落ち込んでいる箇所が 4 箇所あり、 $h=0.03, 0.40\lambda, 0.90\lambda, 1.30\lambda$  の付近で確認される。

表 6.3 モデル 1F2P における高さ と 利得  
(素子間隔  $d$  固定 :  $d=0.60\lambda$ )

$h$	$h$	Main Lobe	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.03	1.70	6.15	8.65	-	-2.49
0.10	5.17	10.12	10.12	-	-
0.20	10.34	10.03	10.03	-	-
0.25	12.93	9.80	9.80	-	-
0.30	15.52	9.38	9.38	-	-
0.40	20.69	7.10	8.33	-1.23	3.42
0.50	25.86	-37.95	10.18	-48.04	-40.45
0.56	28.97	9.36	10.85	-1.49	8.00
0.60	31.03	12.42	12.42	3.27	12.16
0.63	32.59	12.82	12.82	5.64	10.45
0.70	36.21	11.87	11.87	9.02	7.09
0.80	41.38	9.75	9.75	10.11	4.44
0.90	46.55	6.53	9.34	-2.81	0.37
1.00	51.72	-33.83	11.17	-45.00	-38.09
1.10	56.90	11.27	11.66	-0.39	9.91
1.18	61.03	12.77	12.77	4.33	9.28
1.20	62.07	12.58	12.58	4.70	8.64
1.30	67.24	10.55	10.66	5.95	5.54

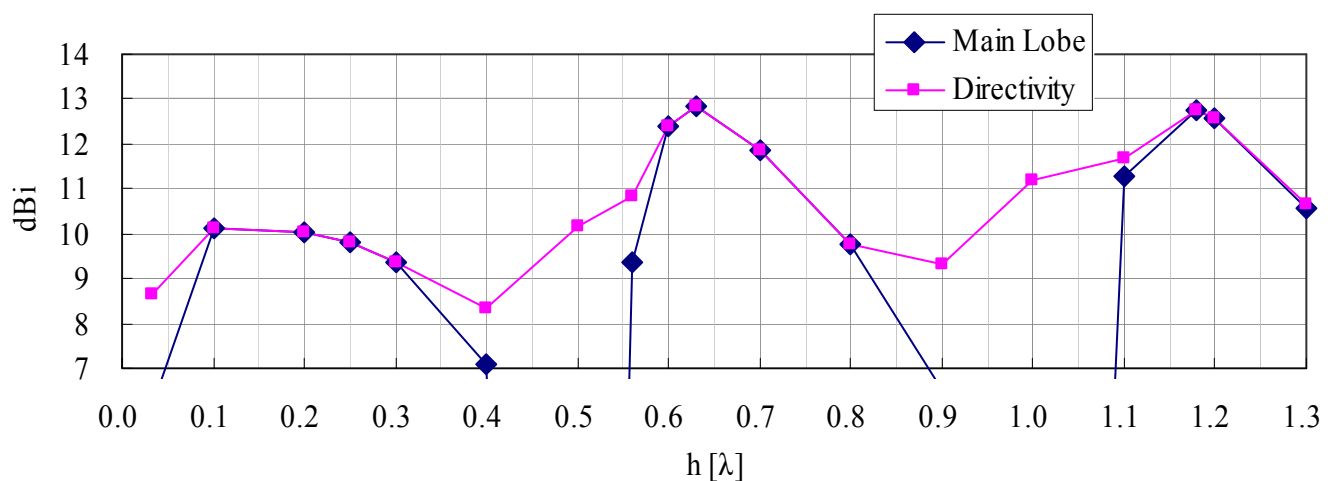


図 6.12 モデル 1F2P における高さ と 利得  
(素子間隔  $d$  固定 :  $d=0.60\lambda$ )

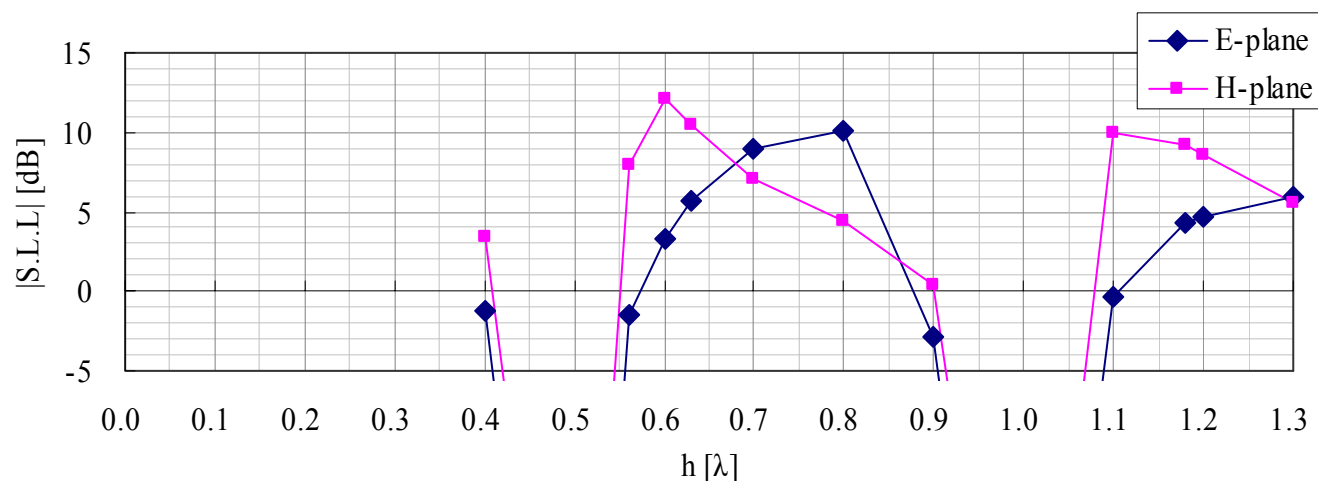
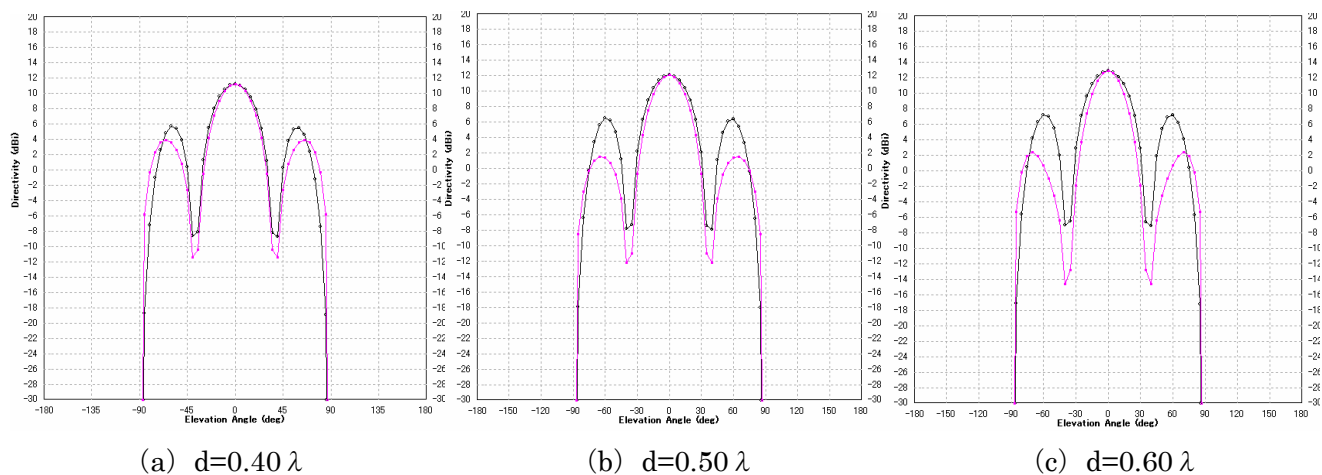


図 6.13 モデル 1F2P における高さとサイドローブレベル  
(素子間隔  $d$  固定 :  $d=0.60\lambda$ )

#### (4) 素子間隔 $d$ による変化

素子間隔  $d$  を変化させる。(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )

放射パターンの変化は、それぞれの素子間隔  $d$  において、図 6.14 (a) ~ (e) の様になる。素子間隔  $d$  は Y 軸方向なので、赤線で記した H 面の放射パターンに影響が出やすい。全体の傾向としては全てビームが 3 方向である。パターンの形状が大幅に変わる事はない。



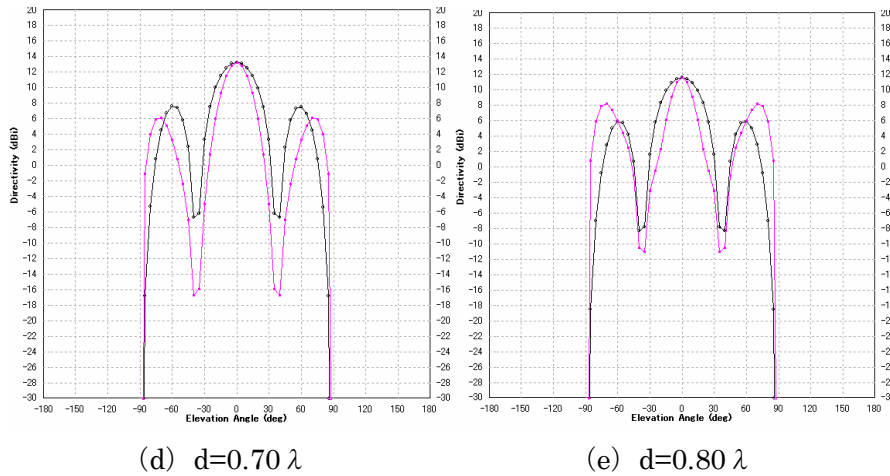


図 6.14 放射パターン

( E 面：黒線 H 面：赤線 )  
(高さ  $h$  固定： $h=0.63\lambda$ )

表 6.4 にモデル 1F2P における素子間隔  $d$  と指向性利得とサイドローブレベルと電流の位相差と値を示す。位相差は、給電素子と無給電素子の電流の位相差であり、素子同士の中央と端の 2 箇所と比較する。図 6.15 に指向性利得を示し図 6.16 にサイドローブレベルを示す。図 6.17 に素子間隔  $d$  を変化させた時の位相の変化を示し、図 6.18 に素子間隔  $d$  を変化させた時の各々の給電素子上の電流の位相と、無給電素子上の電流の位相を示す。それぞれの素子の中央を 0mm に設置してある。図 6.19 に素子間隔  $d$  を変化させた時の電流の最大値を示す。 $d=0.60\lambda$  において位相がそろっており、かつ、電流値が高くなる事が分かる。また、その時にサイドローブもよく抑えられている事が分かる。 $d=0.70\lambda$  において最大利得 13.2dBi となる。

表 6.4 モデル 1F2P における素子間隔  $d$  と指向性利得とサイドローブレベルと電流の位相差と値  
(高さ  $h$  固定： $h=0.63\lambda$ )

$d$	$d$	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane	Phase Shift at Center	Phase Shift at Edge	Currents
[ $\lambda$ ]	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]	[deg]	[deg]	[A/m]
0.40	20.69	11.17	5.54	7.30	-31.21	-42.88	12.74
0.50	25.86	12.03	5.60	10.57	-9.58	-17.18	15.74
0.60	31.03	12.82	5.64	10.45	5.11	-1.24	16.29
0.70	36.21	13.18	5.66	7.12	22.40	15.50	14.48
0.80	41.38	11.54	5.69	3.41	57.51	45.36	10.74



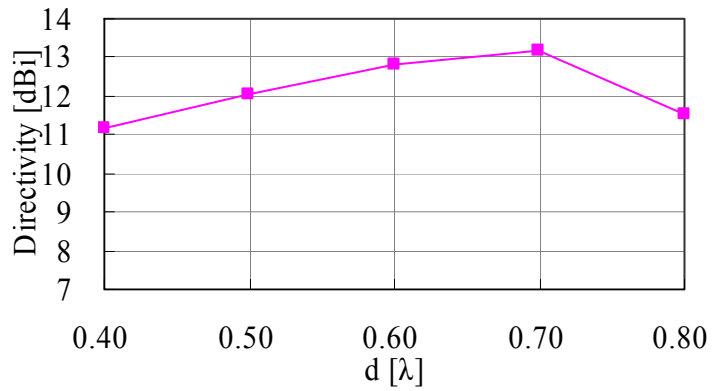


図 6.15 モデル 1F2P における素子間隔  $d$  と指向性利得  
(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )

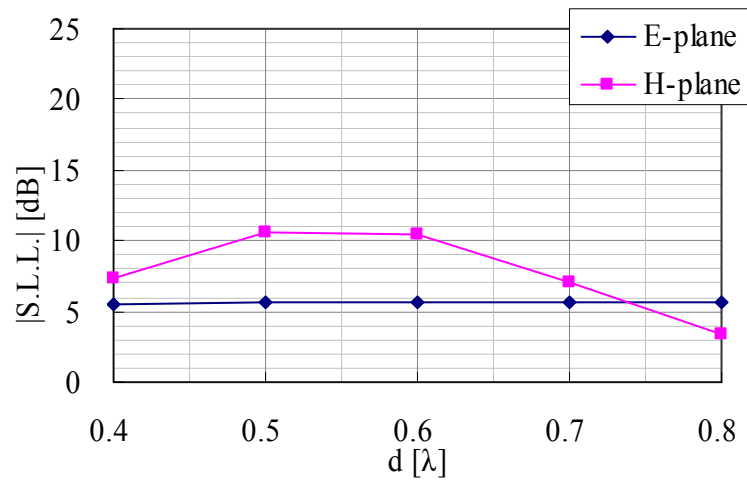


図 6.16 モデル 1F2P における素子間隔  $d$  とサイドローブレベル  
(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )

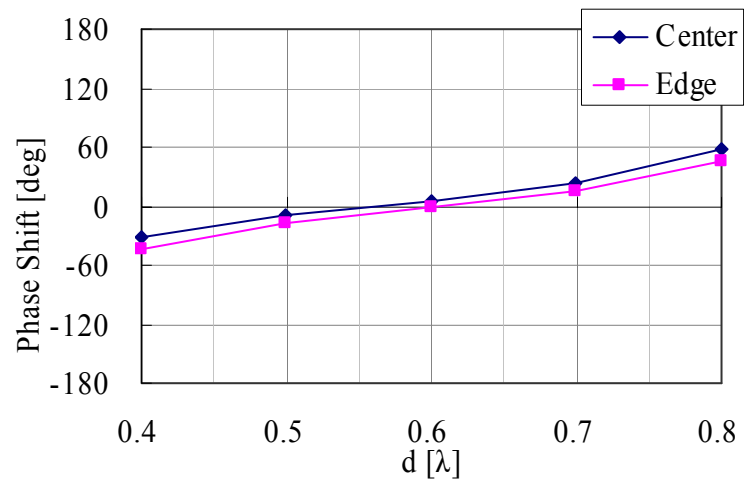
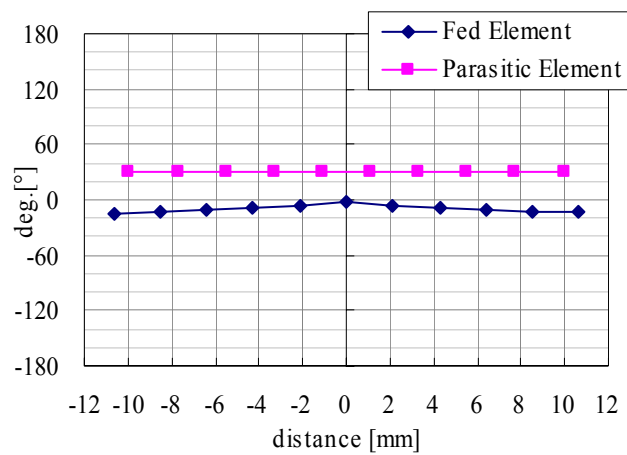
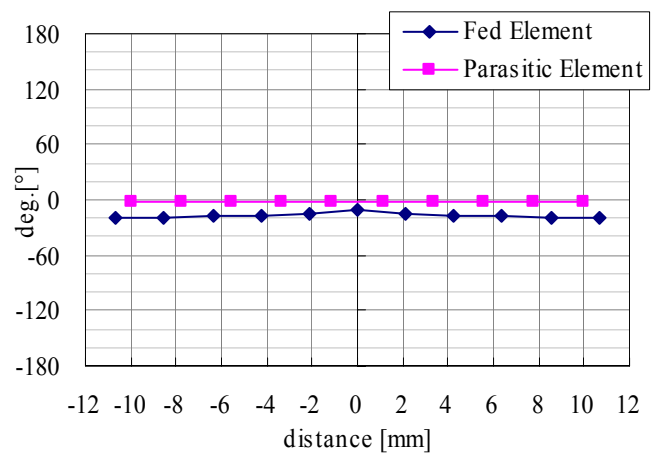


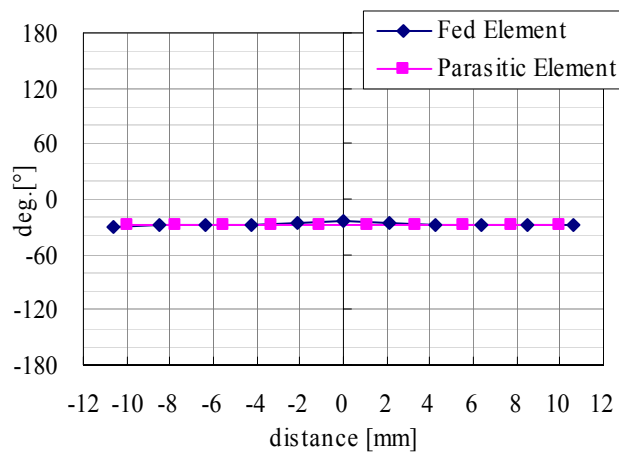
図 6.17 モデル 1F2P における素子間隔  $d$  と給電素子と無給電素子上の位相差  
(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )



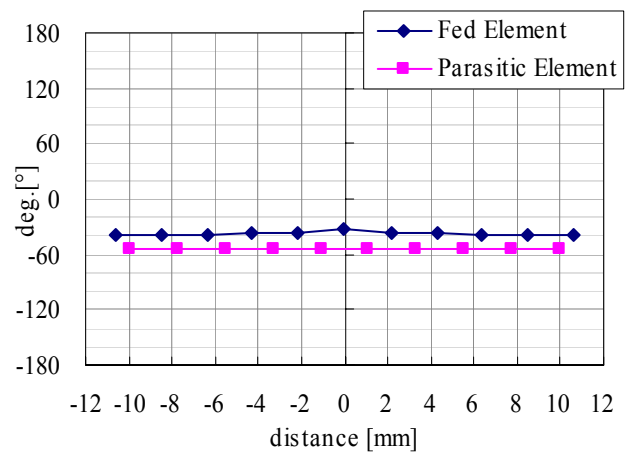
(a)  $d=0.40\lambda$



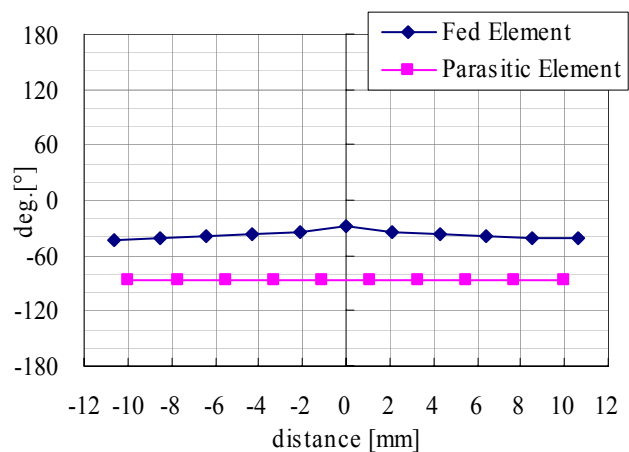
(b)  $d=0.50\lambda$



(c)  $d=0.60\lambda$



(d)  $d=0.70\lambda$



(e)  $d=0.80\lambda$

図 6.18 素子間隔  $d$  における給電素子と無給電素子上の電流の位相

( 給電素子上の電流の位相：黒線 無給電素子上の電流の位相：赤線 )

(モデル 1F2P :  $h=0.63\lambda$ )

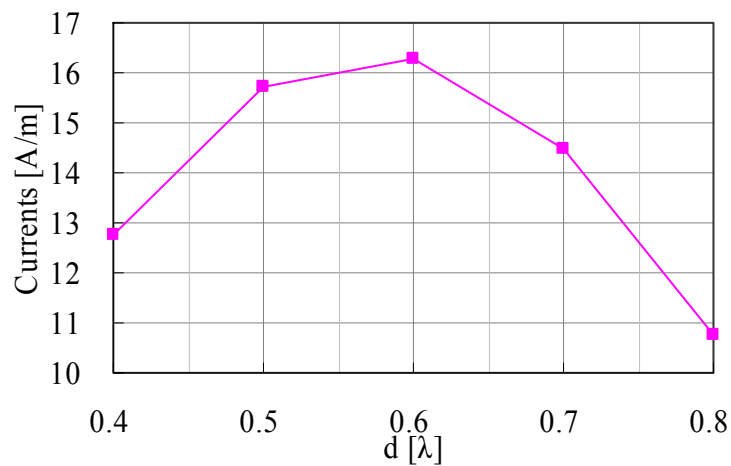


図 6.19 素子間隔  $d$  における電流値  
(モデル 1F2P :  $h=0.63\lambda$ )

#### (5) 高さ $h$ と素子間隔 $d$ による変化

上述した通り、(3) においては、素子間隔  $d=0.60\lambda$  に固定した上で、高さ  $h$  による変化を述べた。また、(4) においては、高さ  $h=0.63\lambda$  に固定した上で、素子間隔  $d$  による変化を述べた。ここ (5) では、高さ  $h$  と素子間隔  $d$  の両方を変化させた時の利得について検証する。

高さ  $h$  を変化させた際の利得のピークは大きく 2 箇所あり、 $h=0.63\lambda$ 、 $h=1.18\lambda$  付近に確認できる。また、素子間隔  $d$  を変化させた際の利得のピークは  $d=0.70$  付近に確認できる。以上 2 つのピークの交わる時の利得は、 $d=0.70\lambda$ 、 $h=0.63\lambda$  において  $13.2\text{dBi}$  であり、 $d=0.70\lambda$ 、 $h=1.18\lambda$  において  $13.0\text{dBi}$  である。給電素子は 1 本であり、無給電素子が 2 本であるので、素子数から求められる利得の理論値は

$$2.15 + 6.02 + 4.77 = 12.94 \div 12.9 [\text{dBi}]$$

となる。これは、シミュレーション結果  $13.2\text{dBi}$  とほぼ一致している。

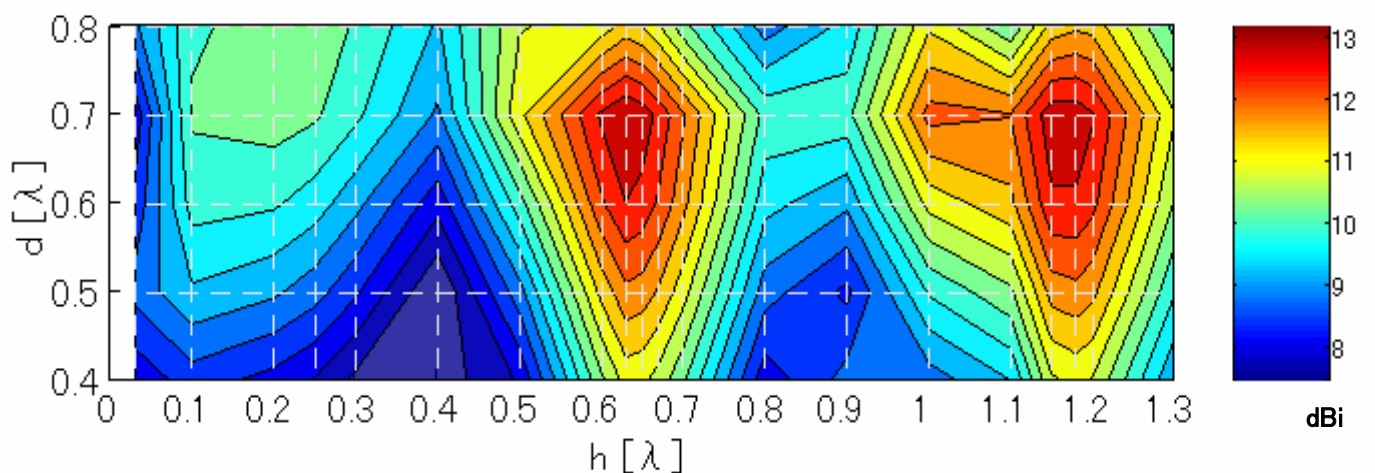
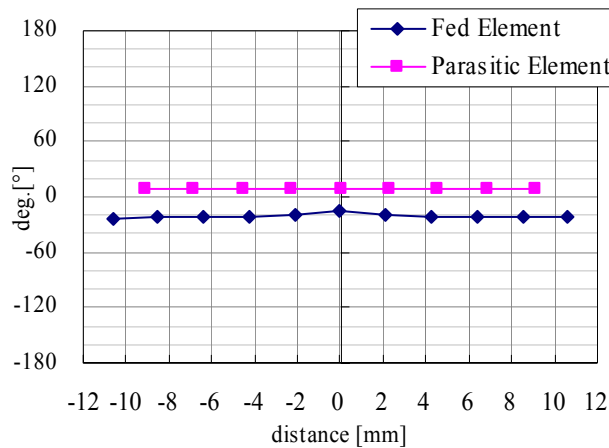


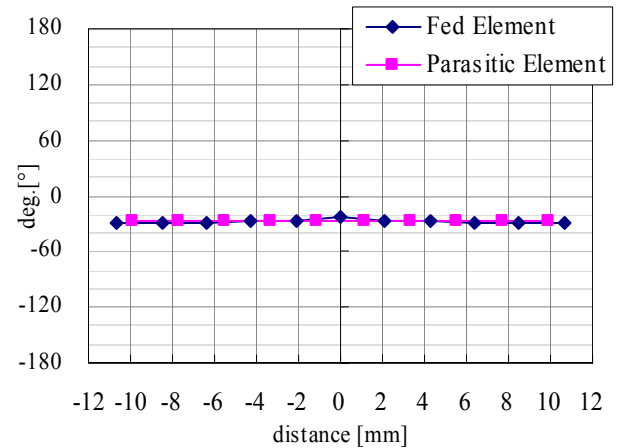
図 6.20 素子間隔  $d$  と高さ  $h$  における利得

## (6) 無給電素子長 $l_p$ による変化

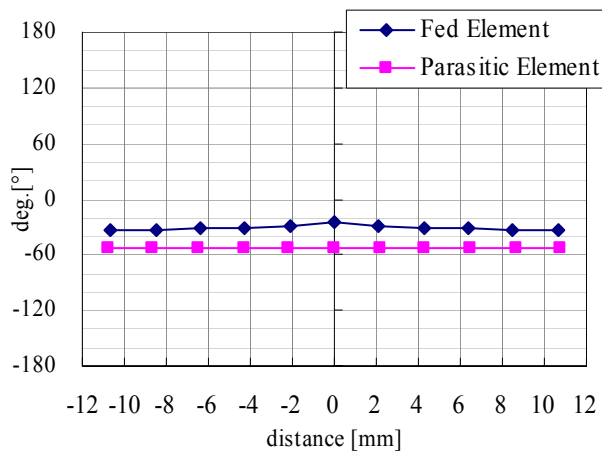
無給電素子長  $l_p$  を  $0.47\lambda$  に統一した理由をここで述べる。使用するモデルはモデル 1F2P であり、 $h=0.63\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$  である。図 6.21 は、無給電素子長  $l_p=0.44\lambda$ 、 $0.47\lambda$ 、 $0.50\lambda$ 、 $0.53\lambda$  と  $0.03\lambda$  毎に変化させた時の給電素子上の電流の位相と、無給電素子上の電流の位相である。それぞれの素子の中央を  $0\text{mm}$  に設置してある。



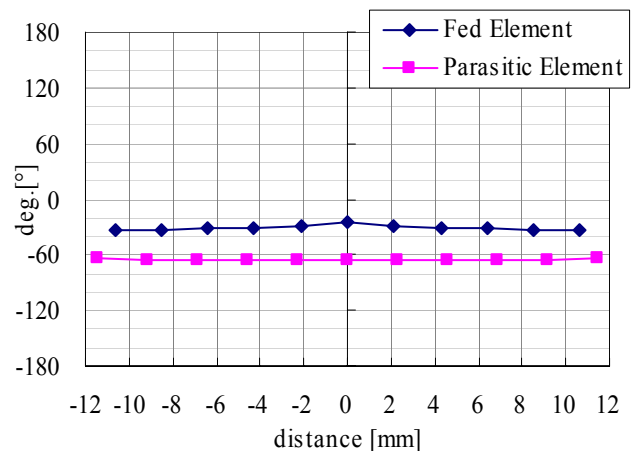
(a)  $l_p=0.44\lambda$



(b)  $l_p=0.47\lambda$



(c)  $l_p=0.50\lambda$



(d)  $l_p=0.53\lambda$

図 6.21 無給電素子長  $l_p$  における給電素子と無給電素子上の電流の位相

( 給電素子上の電流の位相：黒線 無給電素子上の電流の位相：赤線 )

(モデル 1F2P :  $h=0.63\lambda$  ,  $d=0.60\lambda$  )

表 6.5 は無給電素子長  $l_p$  における給電素子と無給電素子上の位相差と利得である。位相差は、素子同士の中央と端の 2 箇所と比較する。図 6.22 は無給電素子長  $l_p$  における利得であり、図 6.23 は無給電素子長  $l_p$  における給電素子と無給電素子上の位相差である。無給電素子と給電素子の位相差がほぼ  $0$  の時に最大利得を得られている事が分かる。つまり、給電素子と無給電素子の位相調整をする事により大きな利得を得る事が出来る。

表 6.5 無給電素子長  $l_p$  における給電素子と無給電素子上の位相差と利得  
(モデル 1F2P :  $h=0.63\lambda$  ,  $d=0.60\lambda$ )

$l_p$	$l_p$	Direc- tivity	Phase Shift at Center	Phase Shift at Edge
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[deg]	[deg]
0.41	21.21	9.19	-26.05	-33.60
0.44	22.76	11.55	-25.25	-32.15
0.47	24.31	11.79	5.11	-1.24
0.50	25.86	10.66	27.14	19.89
0.53	27.41	9.68	39.82	31.53
0.56	28.97	9.01	47.66	38.36

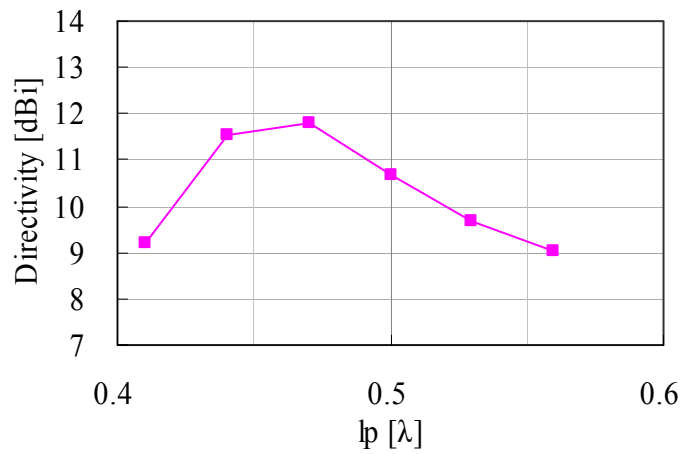


図 6.22 無給電素子長  $l_p$  における利得  
(モデル 1F2P :  $h=0.63\lambda$  ,  $d=0.60\lambda$ )

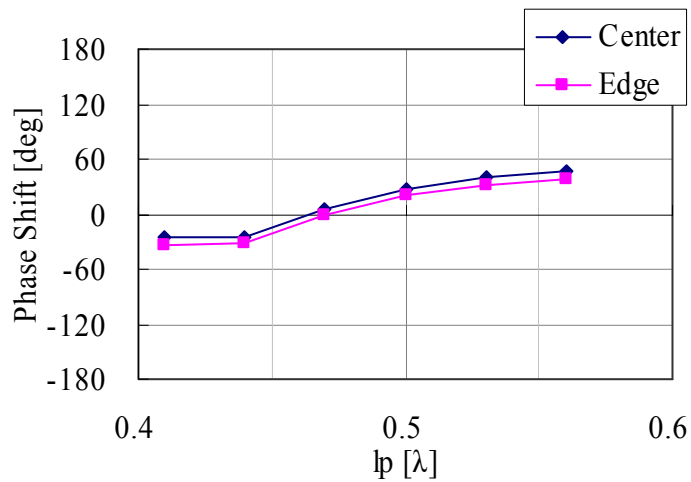
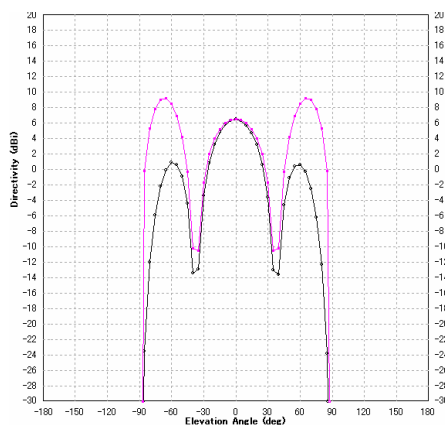


図 6.23 無給電素子長  $l_p$  における給電素子と無給電素子上の位相差  
(モデル 1F2P :  $h=0.63\lambda$  ,  $d=0.60\lambda$ )

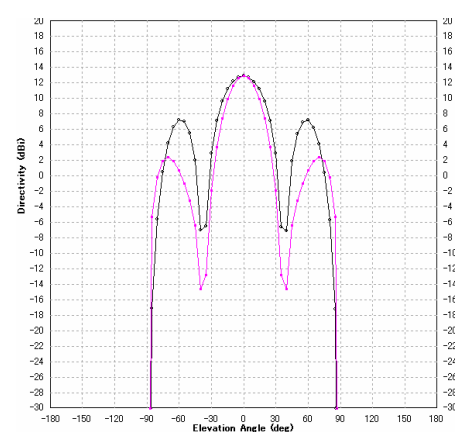
### (7) 素子数における変化 (モデル 1F とモデル 1F2P の比較)

無給電素子を Y 軸方向、つまり、H 面方向に 2 個装荷させた事によるパターンの影響について高さ毎に検証する (図 6.24)。また、近傍界の電力密度においても確認する (図 6.26)。まず、高さ自体の影響として、高さ  $h=0.63\lambda$  においては、E 面、H 面共に 3 方向のビームとなる。給電素子単独のモデル 1F (a) と給電素子 1 本と無給電素子 2 本のモデル 1F2P (b) においては、無給電素子によってサイドローブが抑えられている事が (b) から確認できる。更に、無給電素子からの散乱による再放射によって、利得が高くなったと考えられる。つまり、無給電素子が、給電素子としての役割を果たしている。そのことは、近傍界の電力密度の様子からも確認できる。

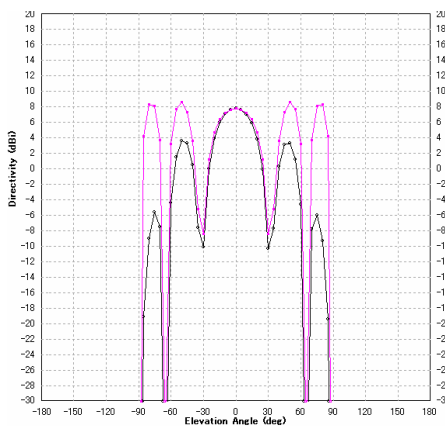
具体的な数値について述べると、モデル 1F2P はモデル 1F と比べると、下の図 2.24 における高さ  $h=0.63\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$  の時には、利得が 6.4dB 上がり、H 面のサイドローブレベルの抑制が 13.1dB 上がる。また、最大値で考えると、高さ  $h=0.63\lambda$ 、 $d=0.70\lambda$  とした時、メインローブの利得が最大 6.7dB 上がる。また、H 面のサイドローブはモデル 1F ではメインローブより 2.7dB 高かったが、モデル 1F2P では、最大利得を得られた高さ  $h=0.63\lambda$ 、 $d=0.70\lambda$  の時に、H 面のサイドローブレベルは、 $|S.L.L.|=7.1\text{dB}$  であり、サイドローブを抑えられている。しかしながら、サイドローブが依然大きいので、更なる抑制が必要である。同様の事が、高さ  $h=1.18\lambda$  においてもいえる。高さ  $h=1.18\lambda$  においては、5 方向のビームとなる。(c) と (d) においても、メインローブが高くなり、サイドローブが抑えられている事が分かる。



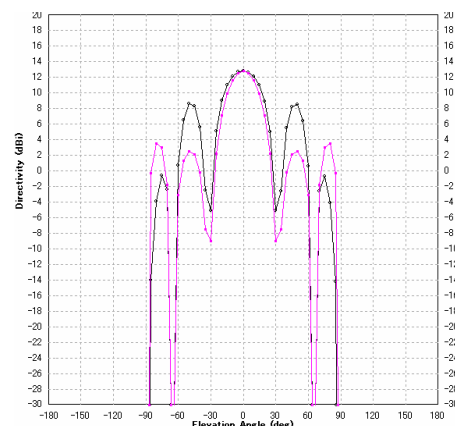
(a) モデル 1F :  $h=0.63\lambda$



(b) モデル 1F2P :  $d=0.60\lambda$ ,  $h=0.63\lambda$



(c) モデル 1F :  $h=1.18\lambda$



(d) モデル 1F2P :  $d=0.60\lambda$ ,  $h=1.18\lambda$

図 6.24 モデル 1F とモデル 1F2P の放射パターンの比較

( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )

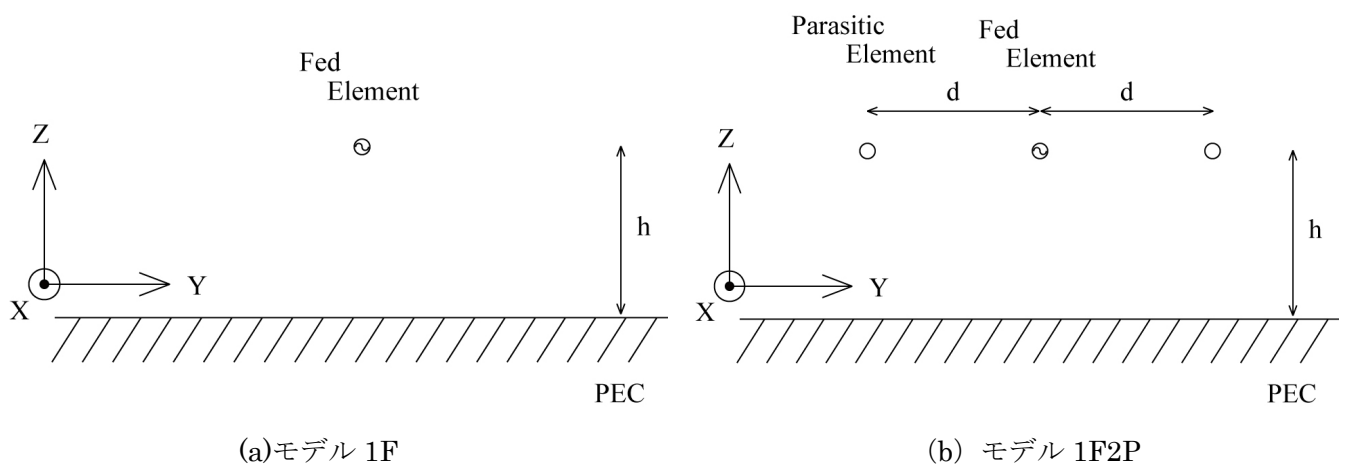
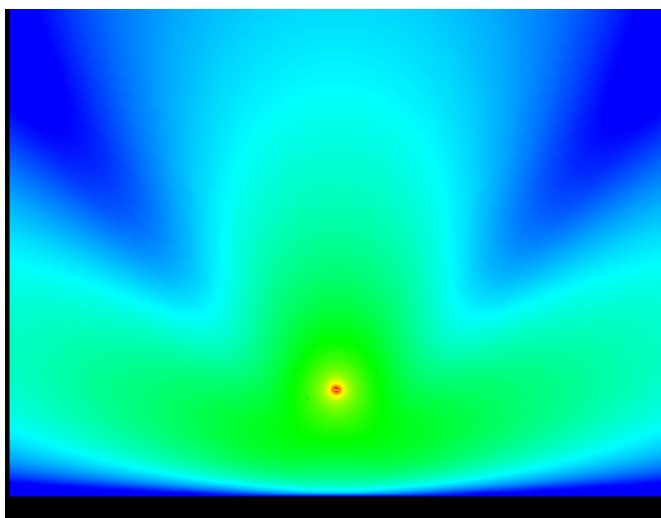
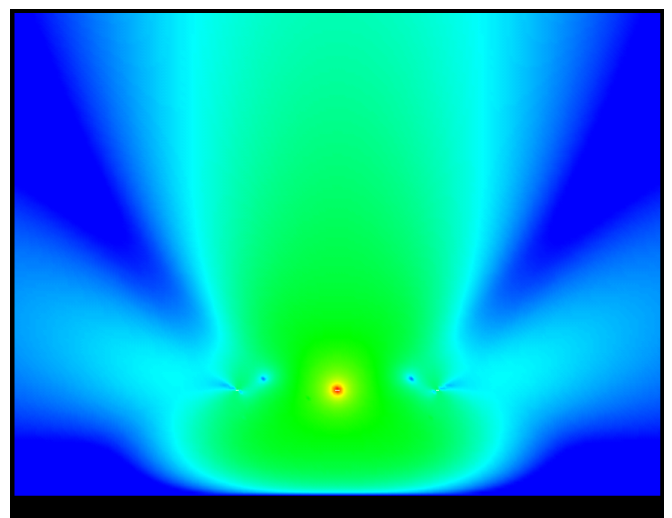


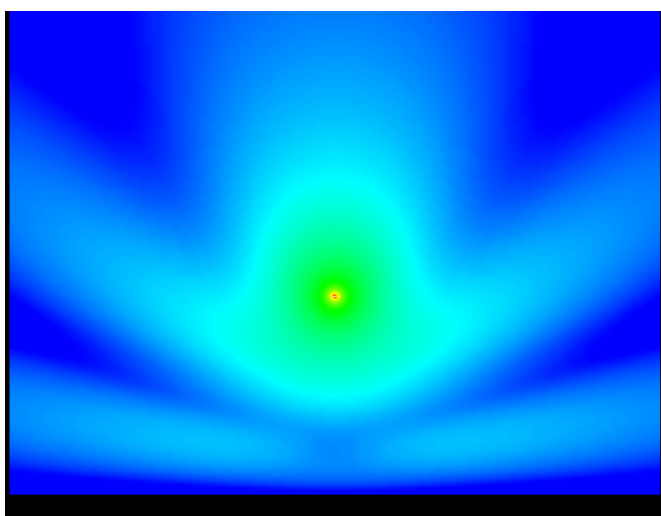
図 6.25 側面図（再掲）



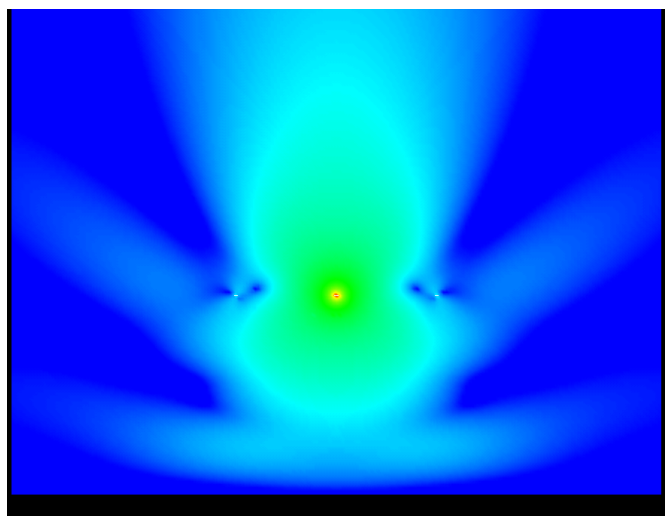
(a) モデル 1F,  $h=0.63\lambda$



(b) モデル 1F2P,  $h=0.63\lambda$



(c) モデル 1F,  $h=1.18\lambda$



(d) モデル 1F2P,  $h=1.18\lambda$

図 6.26 近傍界における H 面方向の電力密度  
( $d=0.60\lambda$ )

### (8) 無給電素子の動作の考察

給電素子間隔  $d$  によって電流の位相が変る事を (4) で確認したので、ここでは、素子間隔  $d=0.60\lambda$  付近において利得が高くなる理由を述べる。ここでは、素子間のみに注目する為、反射板がない自由空間を考える。図 6.27 のように、給電素子から約半波長離れたところに無給電素子を配置する。(a) では給電素子からの放射を表している。次に、(b) において放射された電気力線が無給電素子に近づきかつ、給電素子の電流も反転する手前になる。(d) ~ (f) は全て同じ時間である。(c) では、無給電素子に電気力線が辿りついた様子を表す。また、半波長移動するだけの時間が経過したので電流は反転するため、給電素子の電流の向きが最初とは逆向きになる。(d) では、無給電素子、給電素子の電流の向きが同位相であることを示す。電流の向きが揃った事により (e) では、正面方向の電気力線の向きが揃っている事を示す。これが利得が高くなる理由である。(f) では無給電素子側の電気力線においては、逆向きになるので、弱めあう事を示している。本研究においては、反射板の影響から (f) は分かりづらいが (e) における影響については、非常に顕著に確認できる。

以上をまとめると次の様になる。給電素子と無給電素子の電流の向きが同位相、つまり、電気力線から分かる様に、電界により電流が強くなる。しかしながら、 $0.60\lambda$  離れていると半波長の  $0.50\lambda$  に近いので、エンドファイヤ方向では給電素子から放射された波と、無給電素子から放射された波は弱めあう。また、ブロードサイド方向では、給電素子から放射された波と無給電素子から放射された波が強め合うので強い電波が生じる。

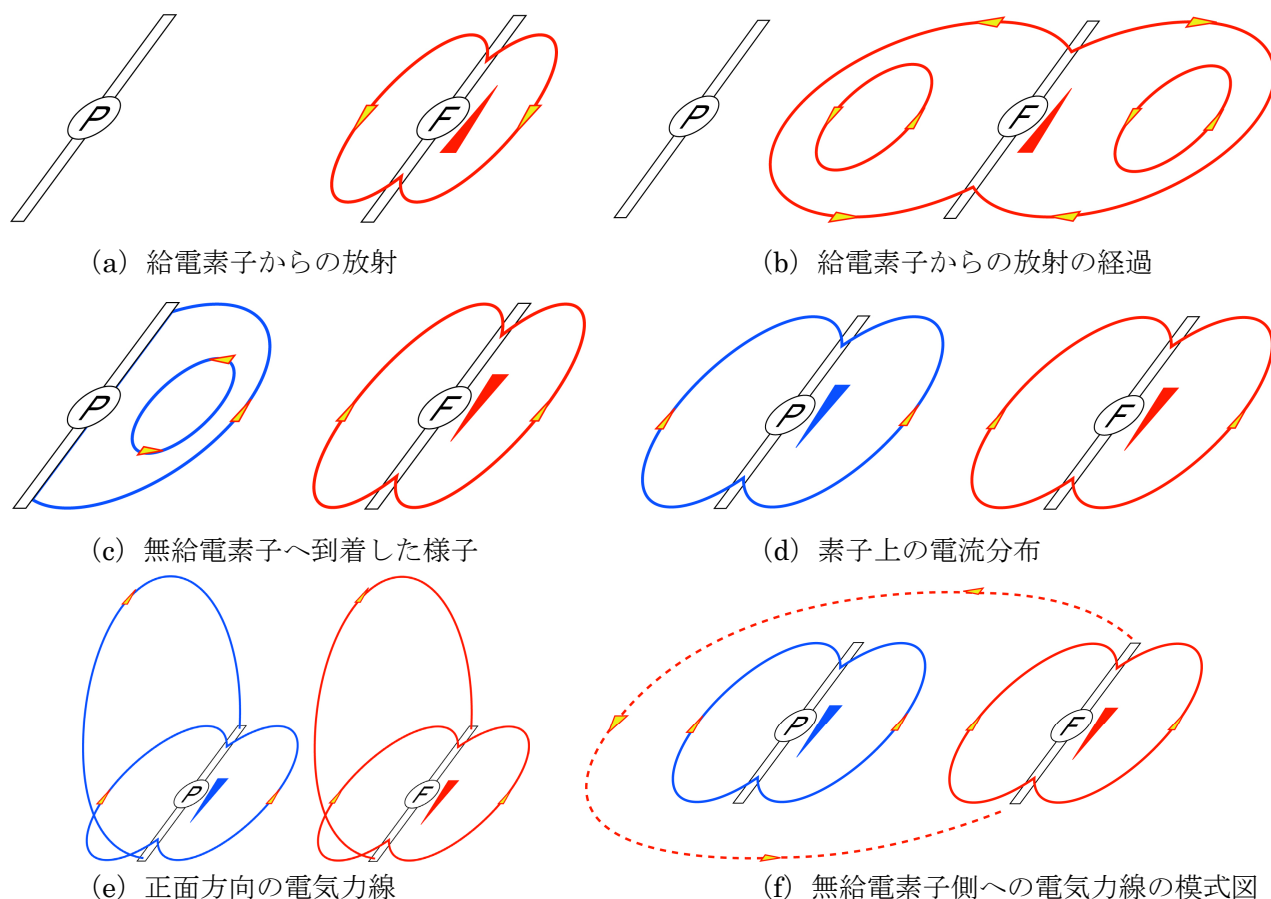


図 6.27 素子間隔  $d=0.60\lambda$  の時の電気力線の概形図

(P : 無給電素子 F : 給電素子)

次に、高さを踏まえた上で、このモデル 1F2P のアンテナの利得を考える。反射板からの高さを考えると、放射は、実際のダイポールアンテナと鏡像法により作られたイメージアンテナの関係から考えると  $\lambda/4$  もしく



は、 $3\lambda/4$  となるが、そこまで単純ではないことは、高さにおける考察として、つまり、エンドファイヤ方向であるメインローブの利得に関しては6.1.1に述べた通りである。ここでは、モデル 1F2Pにおける高さ $h=0.63$ における給電素子と無給電素子による計算を行なう。計算方法は、モデル 1F の時と同様である。ここでの電流の比は給電素子と無給電素子の電流値の合計値と基準の電流値とを比較したものである。電流値の計算しやすいよう、素子の長さを微調整した為に、利得が若干以前のものと違っているため、この表に関しては全てシミュレーションをやり直してある。結果を表 6.6 に示す。モデル 1F2P の場合は反射板との結合である反射板からの高さを調整した事による電流値の増加分以上に無給電素子との相互結合により電流値が増加している事が分かる。その為、メインローブ方向の利得が増加している事が分かる。具体的に見ると、まず、反射板との結合に関しては、相互結合を積極的に利用出来る高さなので、電流値が  $13.4[A/m]$  に上がる。しかしながら、指向性関数をみて分かるように、電界については、打ち消しあいの影響により同位相の時に比べて、利得が約半分の  $0.53$  倍になる事が分かる。しかしながら、無給電素子を 2 素子装荷した影響により給電素子の電流は  $15.5[A/m]$  に強められ、更に、無給電素子の電流  $5.1[A/m]$  が 2 本分あり、相互結合の影響のない反射板付きのダイポールに比べ 3 素子合計  $2.14$  倍の電流値になる。その為、実際のアンテナとイメージアンテナの影響、つまり高さにより、電界の打ち消しあいの影響があるにもかかわらず  $12.1dBi$  にもなる。

表 6.6 モーメント法による利得と電流値から求めた利得

アンテナ種類	高さ $h$	給電素子の電流値	無給電素子の電流値	電流の位相差 (F-IF)	電流値の比	同位相利得 $G_{in}$	指向性関数 (2乗)	利得 Main Lobe (MOM)	利得 Main Lobe (by Currents)
	[ $\lambda$ ]	[ $A/m$ ]	[ $A/m$ ]	[deg]	—	[dBi]	—	[dBi]	[dBi]
1F-1IF	反射板付き 相互結合 影響なし	12.03	—	—	—	—	—	8.21	8.21
1F-1IF	0.63	13.35	—	136.9	<b>1.11</b>	<b>9.11</b>	<b>0.53</b>	6.43	6.36
1F2P-1IF2IP	0.63	15.48	5.12	121.7	<b>2.14</b>	<b>14.80</b>	<b>0.53</b>	12.20	12.06

次に、メインローブにおける利得が高い時にサイドローブが抑制されている理由を述べる。素子間隔  $d=0.60\lambda$ ，高さ  $h=0.63\lambda$  において給電素子と無給電素子の電流の位相が同位相である。そこで、概形として図 6.28 に側面から見た図を示す。図 6.28 上の無給電 2 素子と給電 1 素子の計 3 素子の電流分布が全て同位相として考えると、給電素子 F と給電素子のイメージアンテナ IF は、鏡像法より逆位相である事が分かる。その時、サイドローブについて注目すると、図 6.28 のように、F と IF から放射された電磁波が強め合って作り出すサイドローブの方向に対し、無給電素子 P からの放射は逆位相である事が分かる。無給電素子のイメージアンテナ IP も逆位相としてサイドローブを抑制している。別の見方をすれば、実際のアンテナとイメージアンテナ同士ではサイドローブを作り出しているが、その隣の実際のアンテナとイメージアンテナ同士が作り出すサイドローブによって打ち消されているとしても捉えられる。つまり、サイドローブがサイドローブを打ち消しあう形となっている。

当然この時には給電素子と無給電素子は同位相であるので、正面方向への放射が一番強くなる。以上より、サイドローブが抑制されている時に、利得が最大に近づく事が説明できる。

この関係について素子間隔  $d$  を変化させた時の距離  $L$  に着目して確認する。つまり、放射された電磁波の位相が反転するには、半波長の距離が必要なので、 $L$  の距離が  $0.50\lambda$  であればサイドローブが抑制できる事になる。そこで、評価方法として、高さ  $h=0.63\lambda$  と固定し、シミュレーションと実験における素子間隔  $d$  毎に対し、サイドローブ方向  $\theta$  を代入した時、算出される距離  $L$  について表 6.7 に示す。

$d=0.50\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$  において距離  $L$  が  $0.50\lambda$  に近く、かつ、サイドローブを抑制出来ている事がわかる。

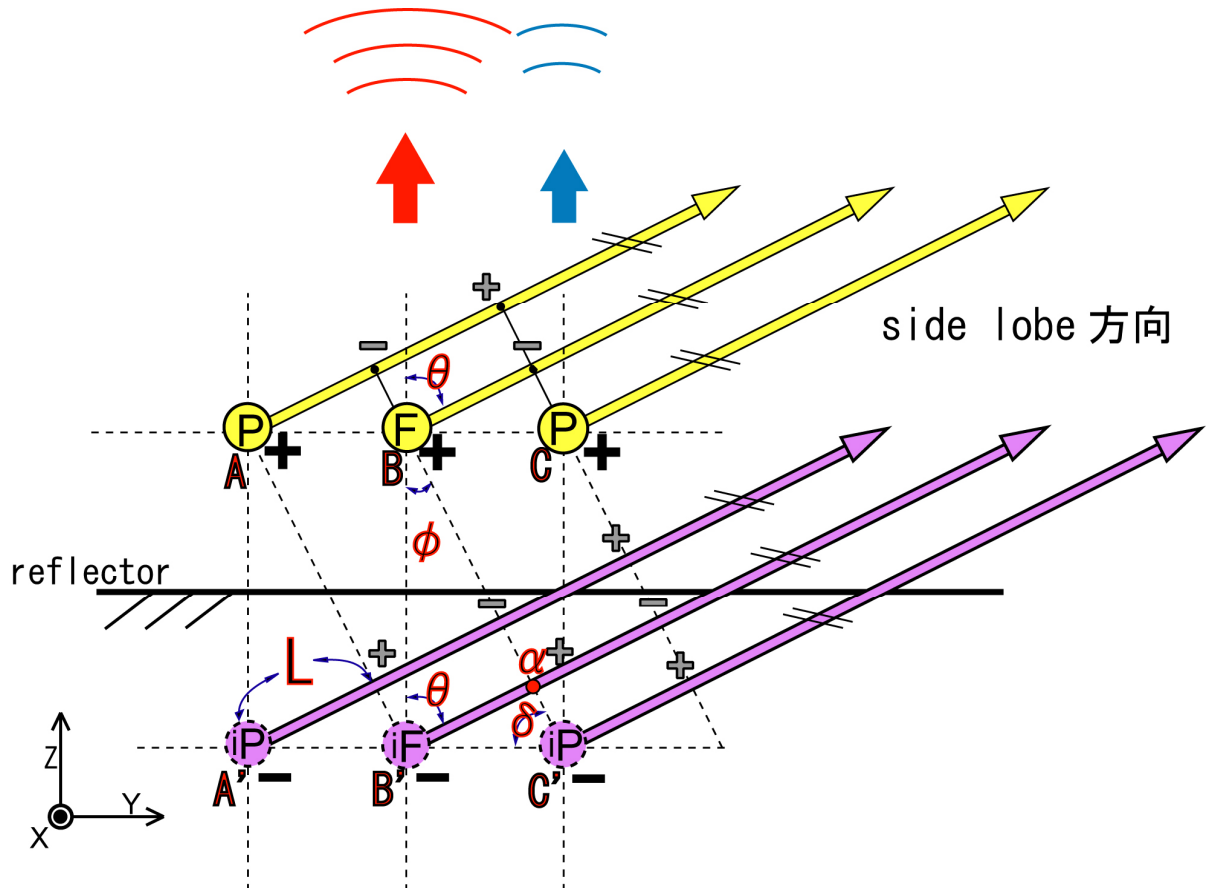


図 6.28 高さ  $h=0.63\lambda$ 、素子間隔  $d=0.60\lambda$  の時のサイドローブ方向の電磁波の位相の概形図

表 6.7 サイドローブ方向におけるサイドローブレベルと距離  $L$

1F2P	最大利得 [dBi]		S.L.L [dB]		サイドローブ $\theta$ [°]		L [ $\lambda$ ]	
d [ $\lambda$ ]	Cal.	Exp.	Cal.	Exp.	Cal. $\theta$	Exp. $\theta$	Cal.	Exp.
0.50	12.03	11.76	10.56	9.04	63.5	62.25	0.47	0.47
0.60	12.82	12.66	10.48	8.76	70.5	65.75	0.54	0.54
0.70	13.18	12.57	7.07	6.02	71.5	66.75	0.62	0.62
0.80	11.54	8.77	3.39	1.32	71.5	64.75	0.70	0.68

#### (9) モデル 1F2P (3 行 1 列) のまとめ

無給電素子を Y 軸方向である H 面方向に配置する事によって、サイドローブを抑え、かつ利得の増加がみられる。素子数から求められる利得の理論値 12.9dBi に対し、素子間隔  $d=0.70\lambda$ 、 $h=0.63\lambda$  の時に最大利

得 13.2dBi を得られる。しかしながら、サイドローブが依然大きいので、更なる抑制が必要である。

また、無給電素子を給電素子として利用するために、相互結合が必要である。反射板付きダイポールアンテナと無給電素子が結合する為には、1 つ目として無給電素子と給電素子の間隔が大切である。これは、給電素子からのエネルギーを直接無給電素子に至る場合である。無給電素子が打ち消しあう事なく、つまり、同位相で受ける為に間隔が重要である。その受け取った電磁波は、回折、散乱し散乱波・反射波として再放射される。2 つ目に、給電素子もしくは無給電素子と反射板との距離が重要である。電磁波を完全に打ち消し合う事ないように位相をずらし、かつ、電流をなるべく強め合う事が出来る距離が重要である。また、電流が給電素子と無給電素子で同位相であること、またその状態で、モデル 1F において、サイドローブとして現れている方向に対し、イメージアンテナの逆位相の波を重ね合わせる事により、サイドローブも同時に弱める事がこの間引き給電におけるアンテナ配置の重要なポイントである。

### 6.2.3 H 面に給電 2 素子と無給電 3 素子を配置する場合 モデル 2F3P

#### (1) 目的

モデル 2F3P はモデル 1F2P を Y 軸方向である H 面に増やし、利得を向上させ、サイドローブを抑えることを目的とする。

## (2) アンテナ構成

モデル 2F3P (5 行 1 列) の構成を図 6.29 に示す。モデル 2F3P は、給電素子 2 本、無給電素子 3 本を反射板に対し、全ての素子の高さは同じ高さとし、アンテナ素子が同一平面となるように構成したアレーアンテナである。無給電素子の長さ  $l_p$  は  $0.47\lambda$  で統一する。

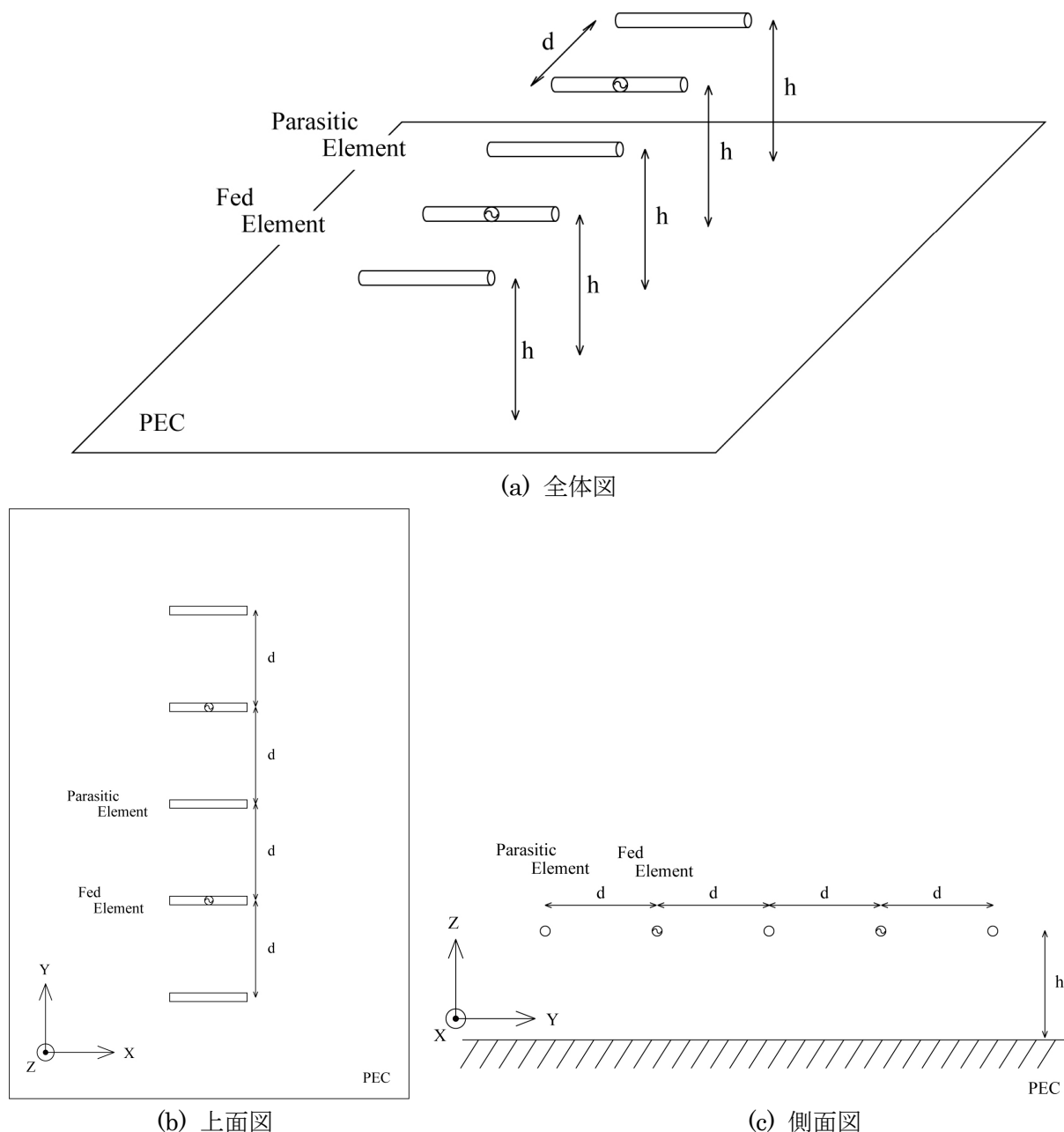


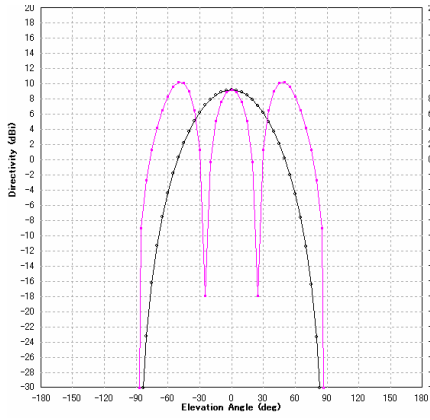
図 6.29 モデル 2F3P 構成図

## (3) 高さ $h$ による変化

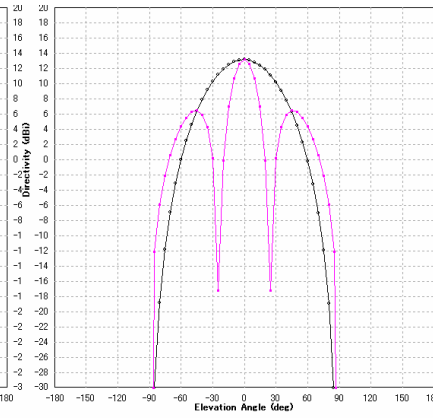
高さ  $h$  を変化させる。(素子間隔  $d$  固定 :  $d=0.60\lambda$ )

放射パターンの変化はそれぞれの高さ  $h$  において、図 6.30 (a) ~ (s) の様になる。 $h=0.63\lambda$  付近におい

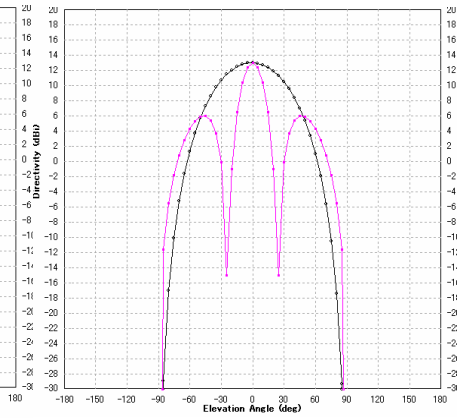
て、モデル 1F2P と同様の変化をしている事がわかる。



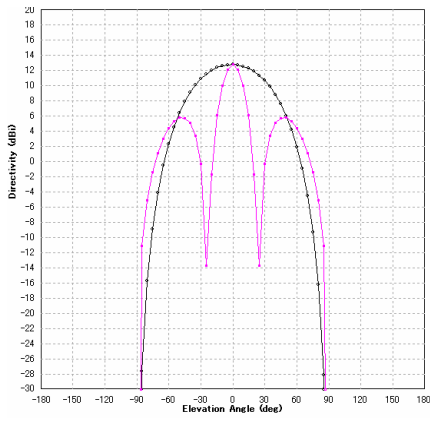
(a)  $h=0.03\lambda$



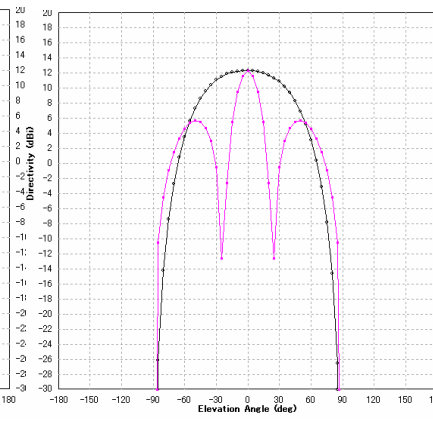
(b)  $h=0.10\lambda$



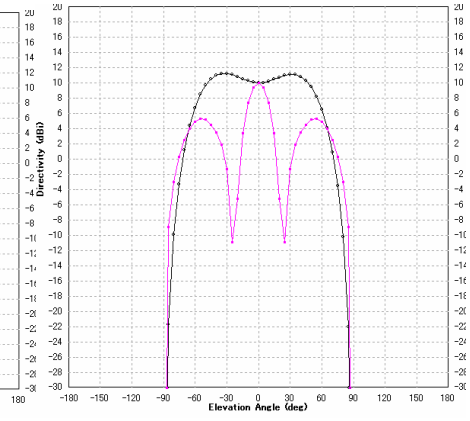
(c)  $h=0.20\lambda$



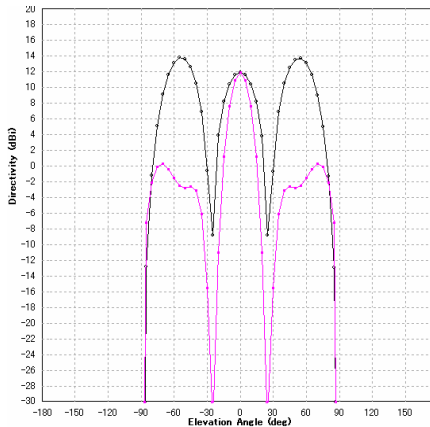
(d)  $h=0.25\lambda$



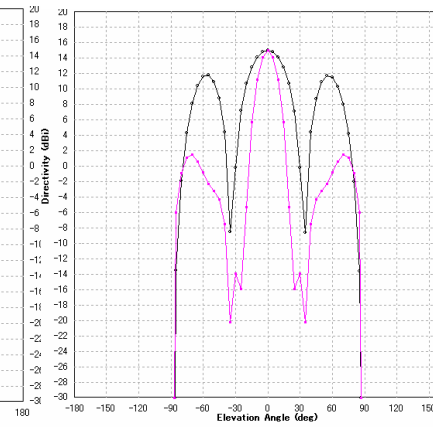
(e)  $h=0.30\lambda$



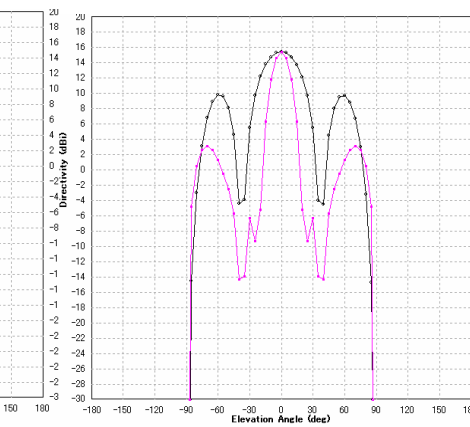
(f)  $h=0.40\lambda$



(g)  $h=0.50\lambda$



(h)  $h=0.60\lambda$



(i)  $h=0.63\lambda$

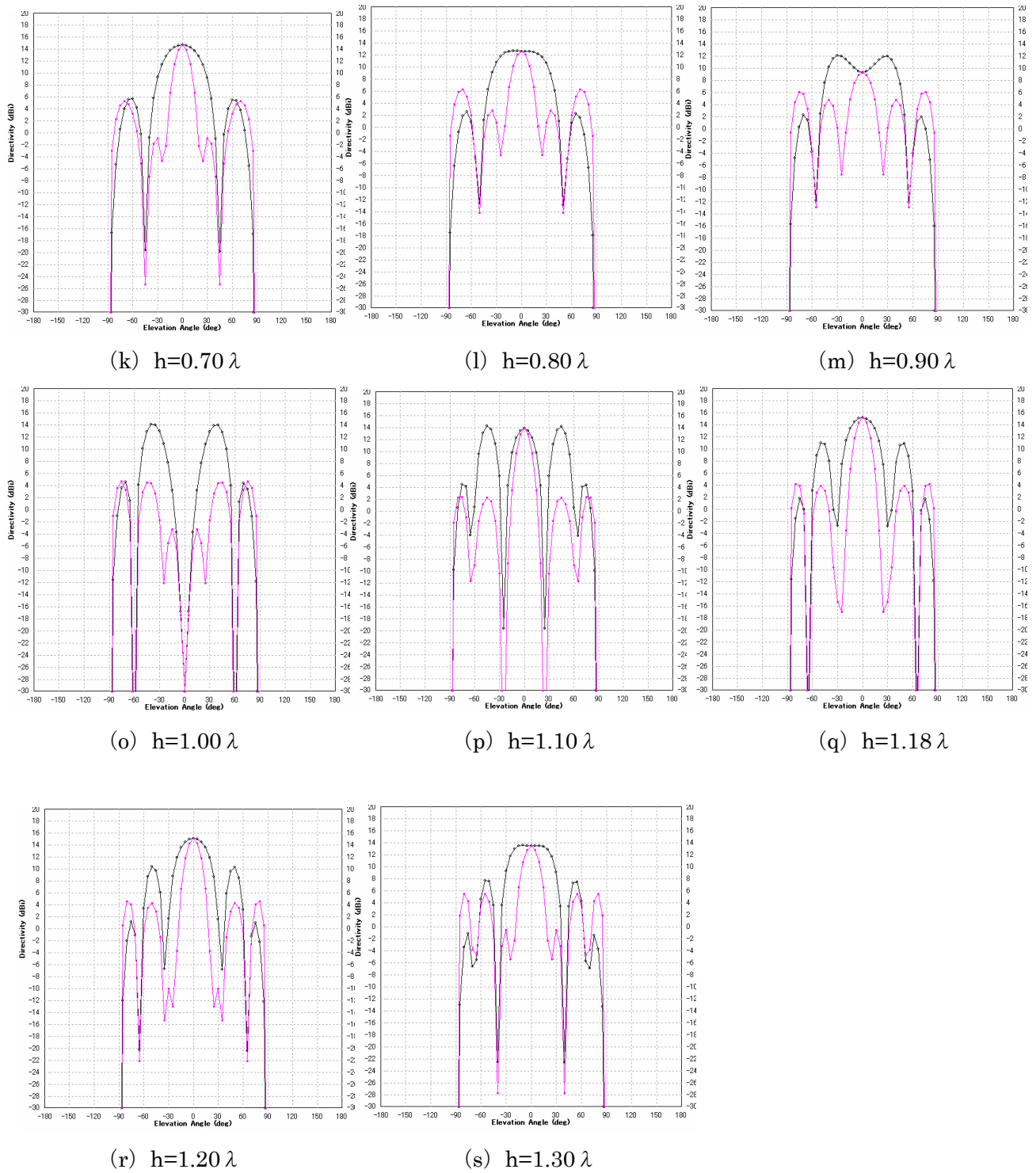


図 6.30 放射パターン  
 ( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )  
 (素子間隔  $d$  固定 :  $d=0.60\lambda$  )

表 6.8 にモデル 2F3P における高さとし得とサイドローブレベルを示す。正面方向より、サイドローブレベルが高いところがあるので、サイドローブレベル  $|S.L.L|$  は正面方向のメインローブとサイドローブと

の差として表す。

表 6.8 モデル 2F3P における高さと利得とサイドローブ  
(素子間隔  $d$  固定 :  $d=0.60\lambda$ )

$h$	$h$	Main Lobe	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.03	1.70	9.17	10.17	-	-1.00
0.10	5.17	13.11	13.11	-	6.70
0.20	10.34	12.97	12.97	-	7.04
0.25	12.93	12.71	12.71	-	6.96
0.30	15.52	12.26	12.26	-	6.62
0.40	20.69	9.94	11.17	-1.23	4.65
0.50	25.86	11.89	13.71	-1.82	11.66
0.60	31.03	14.99	14.99	3.26	13.57
0.63	32.59	15.39	15.39	5.63	12.31
0.65	33.62	15.33	15.33	6.78	11.43
0.68	35.17	14.98	14.98	8.20	10.19
0.70	36.21	14.66	14.66	9.00	9.43
0.80	41.38	12.59	12.61	-0.02	6.33
0.90	46.55	9.25	12.06	-2.81	3.15
1.00	51.72	-30.97	14.04	-45.00	-35.67
1.10	56.90	13.84	14.23	-0.39	11.53
1.15	59.48	15.13	15.13	2.93	11.71
1.18	61.03	15.17	15.17	4.20	11.05
1.20	62.07	15.05	15.05	4.69	10.55
1.30	67.24	13.40	13.51	-0.11	7.93

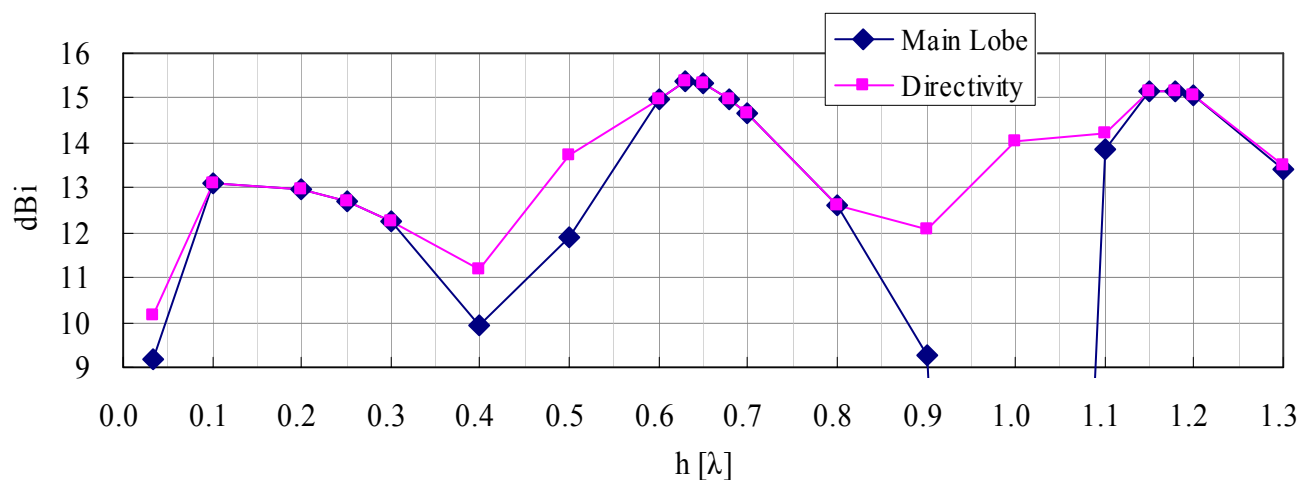


図 6.31 モデル 2F3P における高さと利得  
(素子間隔  $d$  固定 :  $d=0.60\lambda$ )

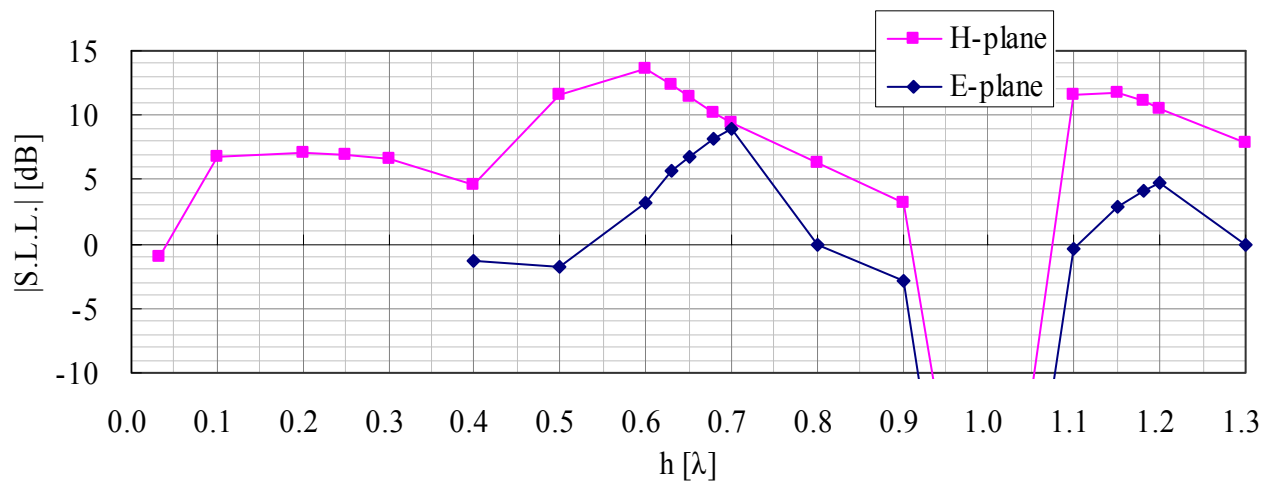
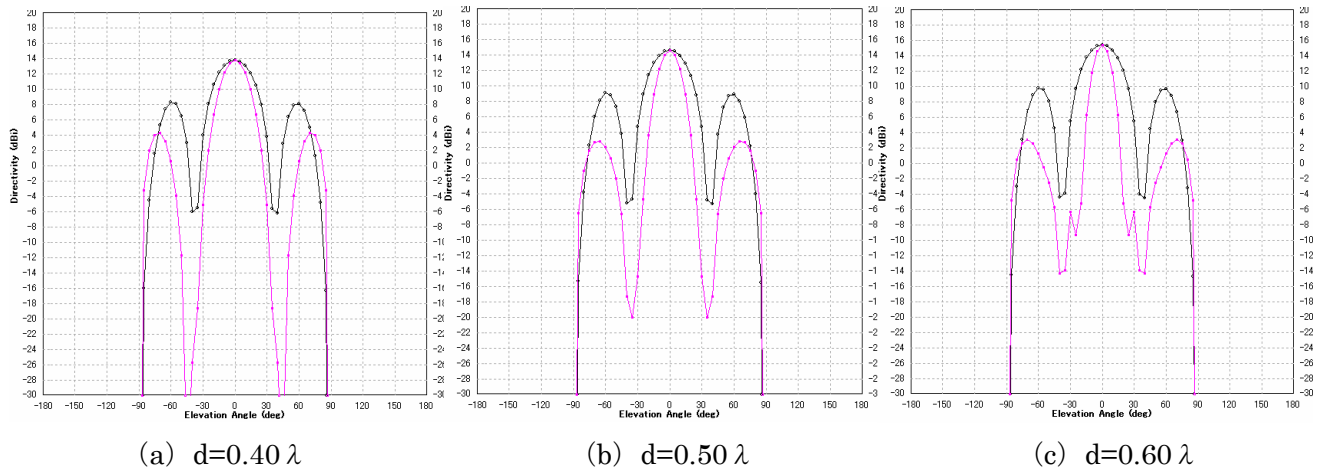


図 6.32 モデル 2F3P における高さとサイドローブレベル  
(素子間隔  $d$  固定 :  $d=0.60\lambda$ )

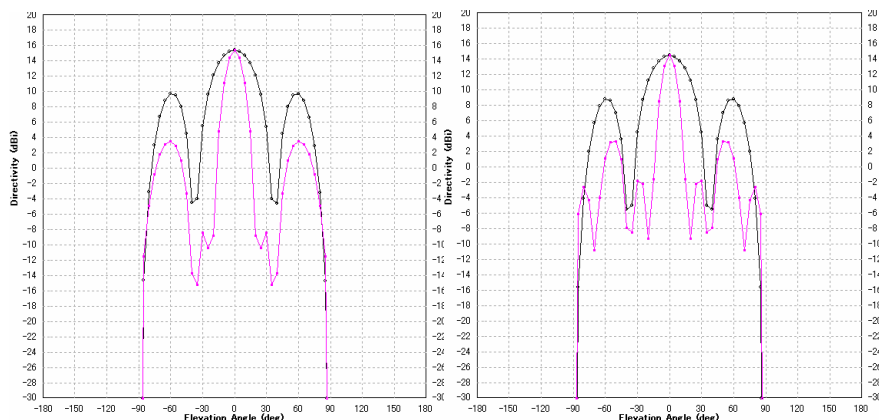
#### (4) 素子間隔 $d$ による変化

素子間隔  $d$  を変化させる。(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )

放射パターンの変化は、それぞれの素子間隔  $d$  において、図 6.33 (a) ~ (e) の様になる。素子間隔  $d$  は Y 軸方向なので、赤線で記した H 面の放射パターンに影響が出やすい。全体の傾向としては、全てビームが 3 方向である。パターンの形状が大幅に変わる事はない。







(d)  $d=0.70\lambda$

(e)  $d=0.80\lambda$

図 6.33 放射パターン

( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )

(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )

表 6.9 にモデル 2F3P における素子間隔  $d$  と指向性利得とサイドローブレベルを示す。図 6.34 に指向性利得を示し、図 6.35 にサイドローブレベルを示す。 $d=0.60\lambda$  において最大利得  $15.4\text{dBi}$  となる。モデル 1F2P との違いは利得の最大値が  $d=0.60\lambda$  の時である事が大きな違いである。また、 $d=0.60\lambda$  においてモデル 1F2P に比べ H 面のサイドローブが  $1.9\text{dB}$  抑えられる。

表 6.9 モデル 2F3P における素子間隔  $d$  と指向性利得とサイドローブレベルと位相差

(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )

$d$	$d$	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
$[\lambda]$	$[\text{mm}]$	$[\text{dBi}]$	$[\text{dB}]$	$[\text{dB}]$
0.40	20.69	13.78	5.53	9.54
0.50	25.86	14.59	5.59	11.81
0.60	31.03	15.39	5.63	12.31
0.70	36.21	15.35	5.66	11.90
0.80	41.38	14.41	5.69	11.11

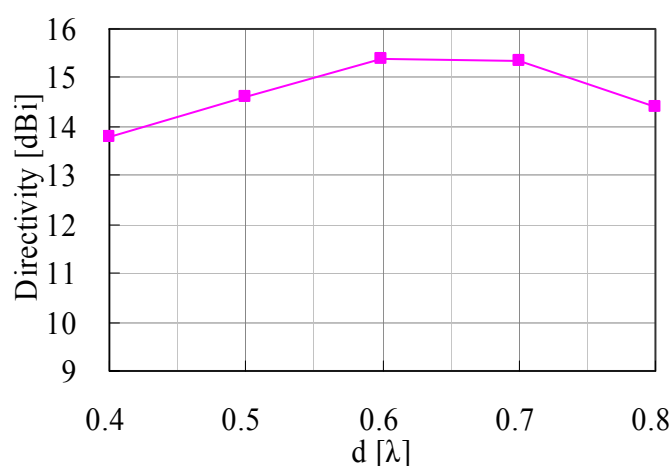


図 6.34

モデル 2F3P における素子間隔  $d$  と指向性利得  
(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )

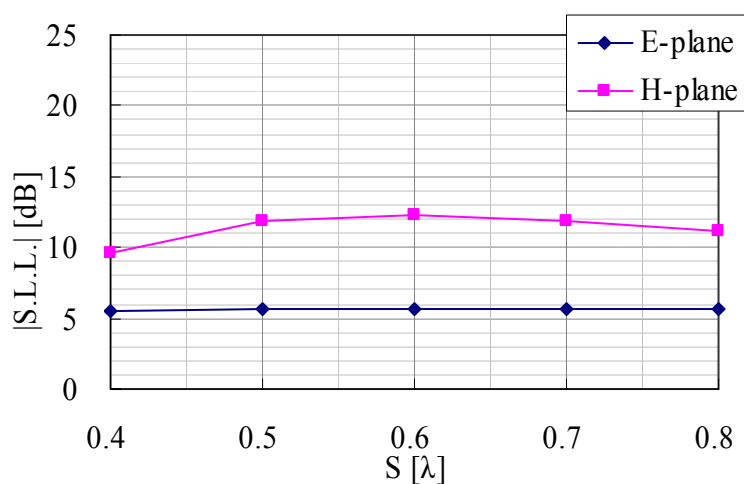


図 6.35 モデル 2F3P における素子間隔  $d$  とサイドローブレベル  
(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )

#### (5) 高さ $h$ と素子間隔 $d$ による変化

上述した通り、(3) においては、素子間隔  $d=0.60\lambda$  に固定した上で、高さ  $h$  による変化を述べた。また、(4) においては、高さ  $h=0.63\lambda$  に固定した上で、素子間隔  $d$  による変化を述べた。ここ (5) では、高さ  $h$  と素子間隔  $d$  の両方を変化させた時の利得について検証する。表 6.9 と図 3.36 に高さ  $h$  と素子間隔  $d$  における利得を示す。全体の傾向はモデル 1F2P と非常に類似している。しかしながら素子間隔  $d=0.60\lambda$  の時に利得の最大値になる事が違う。

給電素子は 2 本であり、無給電素子が 3 本であるので、素子数から求められる利得の理論値は、

$$2.15 + 6.02 + 6.99 = 15. \div 15.16[\text{dBi}]$$

となる。これは、シミュレーション結果 15.4dBi とほぼ一致している。

表 6.9 モデル 2F3P における高さ  $h$  と素子間隔  $d$  における指向性利得

Directivity [dBi]	$d$ [ $\lambda$ ]	0.40	0.50	0.60	0.70	0.80
$h$ [ $\lambda$ ]	$d$ [mm] $h$ [mm]	20.69	25.86	31.03	36.21	41.38
0.03	1.70	11.92	10.64	10.17	10.94	12.02
0.10	5.17	12.23	12.82	13.11	13.16	13.14
0.20	10.34	11.87	12.53	12.97	13.23	13.39
0.25	12.93	11.59	12.22	12.71	13.07	13.36
0.30	15.52	11.15	11.73	12.26	12.71	13.14
0.40	20.69	10.19	10.59	11.17	11.83	12.59
0.50	25.86	11.92	12.32	13.71	14.07	14.76
0.60	31.03	13.39	14.18	14.99	15.11	14.25
0.63	32.59	13.78	14.59	15.39	15.35	14.41
0.65	33.62	13.72	14.56	15.33	15.21	14.20
0.70	36.21	13.24	14.12	14.66	14.39	13.22
0.80	41.38	11.95	12.35	12.61	12.31	12.49
0.90	46.55	11.55	11.67	12.06	12.58	13.54
1.00	51.72	12.96	13.21	14.04	14.99	15.58
1.10	56.90	12.86	13.46	14.23	14.50	14.18
1.15	59.48	13.78	14.45	15.13	15.28	15.07
1.18	61.03	13.81	14.47	15.17	15.30	15.17
1.20	62.07	13.66	14.34	15.05	15.17	15.08
1.30	67.24	12.30	13.00	13.51	13.66	13.64

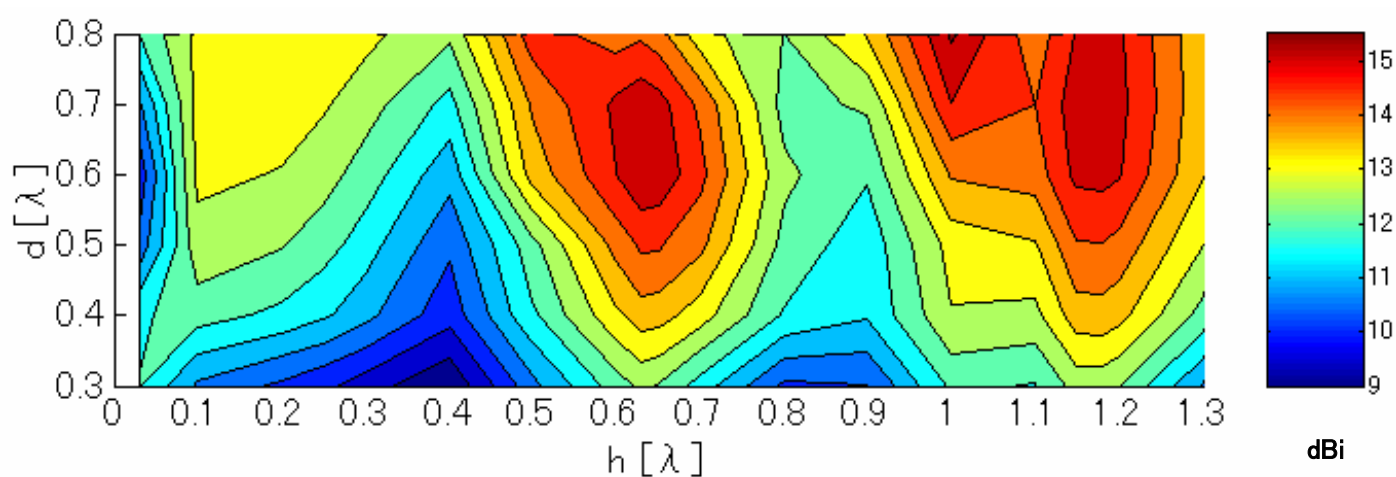


図 3.36 モデル 2F3P における高さ  $h$  と素子間隔  $d$  における指向性利得

(7) モデル 2F3P (3 行 1 列) のまとめ

無給電素子を Y 軸方向である H 面方向に配置する事によって、モデル 1F2P と比べてもサイドローブを抑え、かつ利得の増加がみられる。また、モデル 1F2P から Y 軸方向である H 面方向において給電素子と無給電素子を増加させても放射パターンにおいて悪影響なく適切に動作することがわかる。

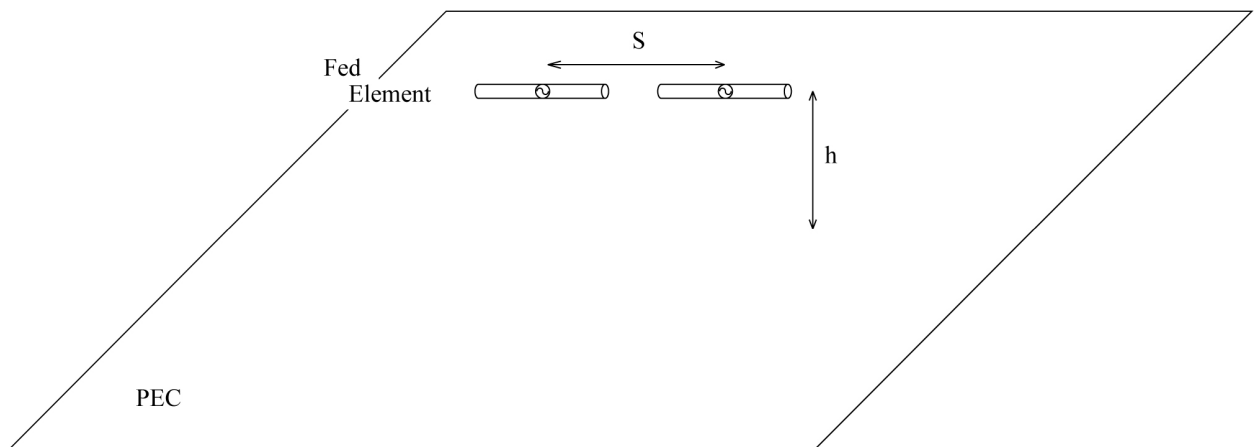
## 6.2.4 E面に給電2素子を配置する場合 モデル2F

### (1) 目的

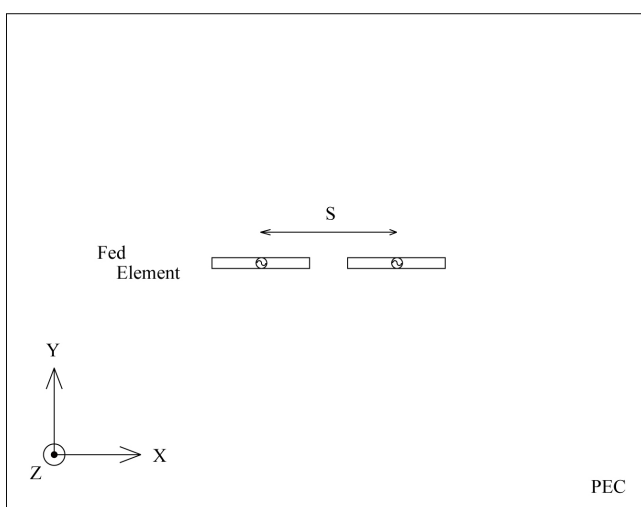
給電素子を X 軸方向である E 面方向にアレー化する事により、E 面方向のサイドローブを抑え、かつ相互作用が利得に悪影響を及ぼさないように動作し、給電素子 2 素子分の利得を得ることを目的とする。高さ  $h$  は  $0.60\lambda$  付近である事はこれまでのモデルから容易にわかるので、高さの変化は省略する。高さ  $h$  の最適値については、のち程、無給電素子を装荷した状態で詳しく検討する。

### (2) アンテナ構成

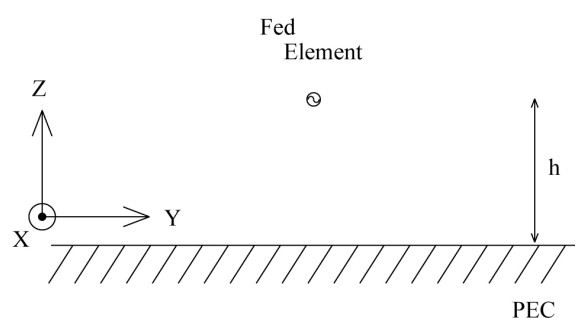
モデル 2F0P (1 行 2 列) の構成を図 6.37 に示す。モデル 2F0P は、給電素子 2 本のみであり、反射板に対し全ての素子の高さは同じ高さとする。アンテナ素子が同一平面となるように構成したアレーアンテナである。



(a) 全体図



(b) 上面図



(c) 側面図

図 6.37 モデル 2F0P 構成図

### (3) 素子間隔 $S$ (X 軸方向) による変化

X 軸方向の素子間隔素子間隔  $S$  変化させる（高さ  $h$  固定， $h=0.60\lambda$ ）。放射パターンの変化は、それぞれの素子間隔  $S$  において、図 6.38 (a) ～ (h) の様になる。素子間隔  $S$  は X 軸方向なので、黒線で記した E 面の放射パターンに影響が出やすい。E 面のサイドローブは、 $S=0.55\lambda$ ， $0.60\lambda$ ， $0.65\lambda$  の時に 15dB 以上抑えられている。H 面に関しては、サイドローブレベル|S.L.L.|は全く変わらない。

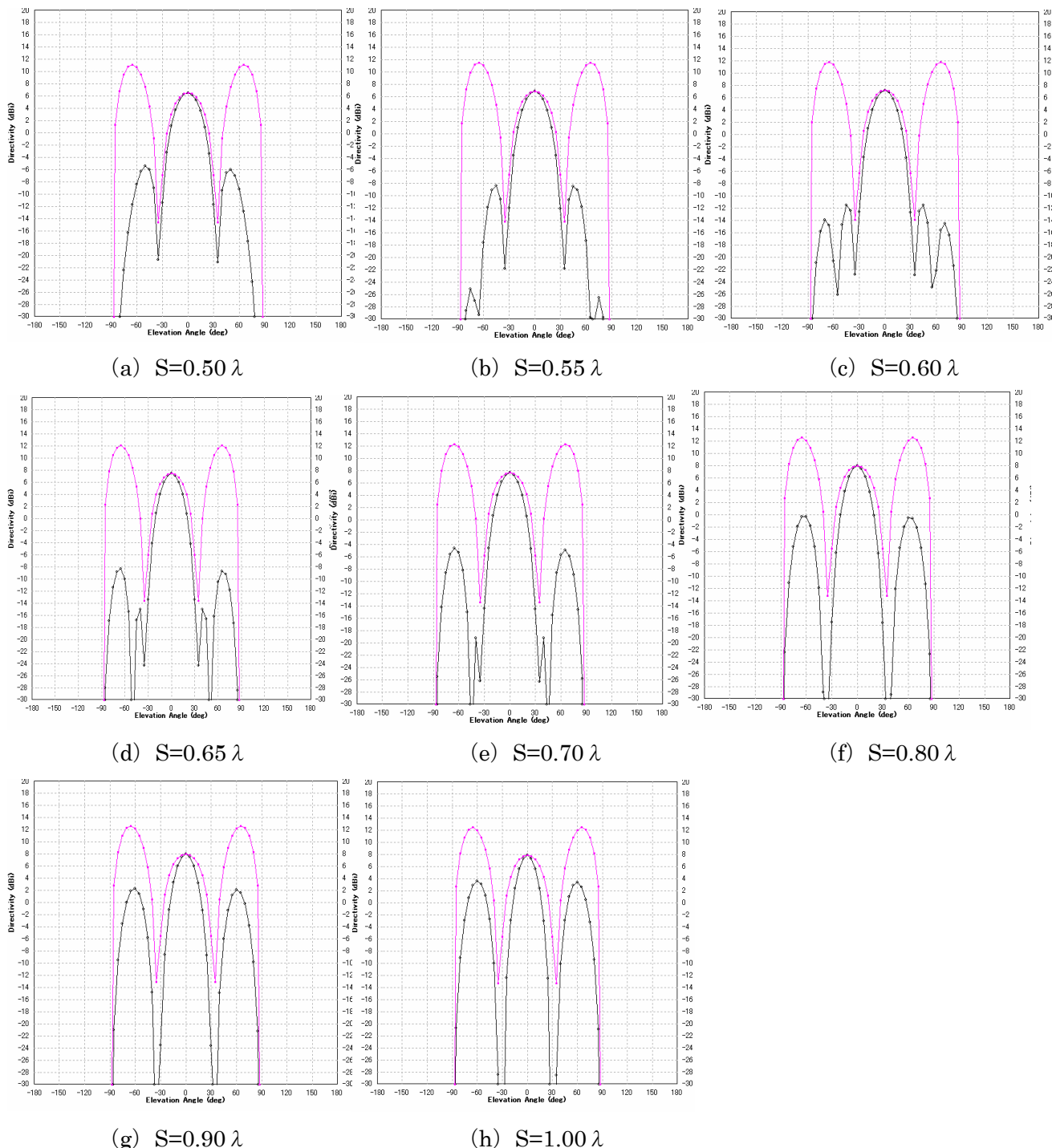


図 6.38 放射パターン

( E 面：黒線    H 面：赤線 )

(高さ  $h$  固定：  $h=0.60\lambda$  )

モデル 2F0P（素子間隔  $h$  固定， $h=0.60\lambda$ ）における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベルの数値デー

タを表 6.10 に示す。以下、図 6.39 と図 6.40 にそれぞれ素子間隔  $S$  の利得の変化、素子間隔  $S$  のサイドローブレベルの変化を示す。Directivity はサイドローブであるので、正面方向のローブを Front として記載する。また、 $|S.L.L. |$  は Front とサイドローブの最大値との差である。

表 6.10 モデル 2F0P における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベル  
(高さ  $h$  固定 :  $h=0.60\lambda$ )

$S$	$S$	Directivity	Front	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.50	25.86	11.08	6.49	11.94	4.58
0.55	28.45	11.46	6.87	15.36	4.58
0.60	31.03	11.77	7.18	18.74	4.58
0.65	33.62	12.04	7.45	15.75	4.58
0.70	36.21	12.25	7.67	12.30	4.58
0.75	38.79	12.41	7.83	10.00	4.58
0.80	41.38	12.52	7.93	8.28	4.58
0.85	43.97	12.56	7.97	6.81	4.58
0.90	46.55	12.55	7.97	5.70	4.58
0.95	49.14	12.50	7.92	4.86	4.58
1.00	51.72	12.42	7.84	4.24	4.58

サイドローブと正面のローブが対応しているので、E 面におけるサイドローブの抑制が正面方向や、サイドローブ方向の利得を増やしている事がわかる。上述したように、ここでは利得の変化よりも、サイドローブが  $S=0.55\lambda$  ,  $0.60\lambda$  ,  $0.65\lambda$  の時に 15dB 以上抑えられていることが重要である。

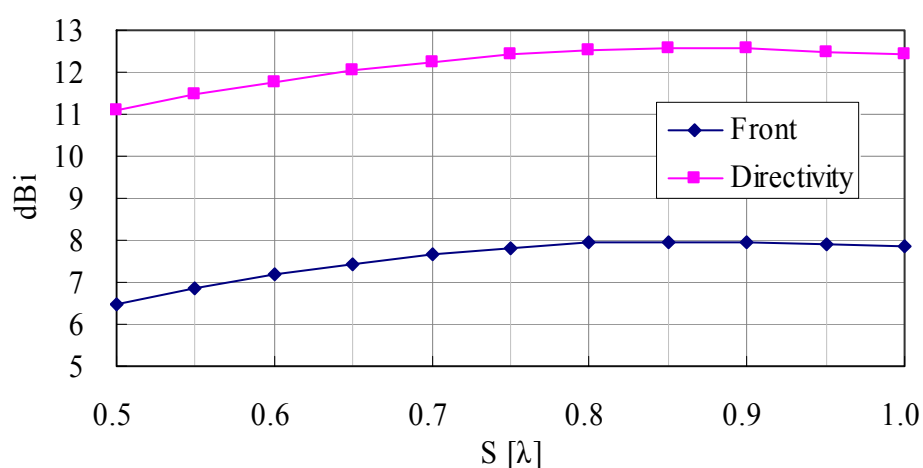


図 6.39 モデル 2F0P における素子間隔  $S$  と指向性利得  
(高さ  $h$  固定 :  $h=0.58\lambda$ )

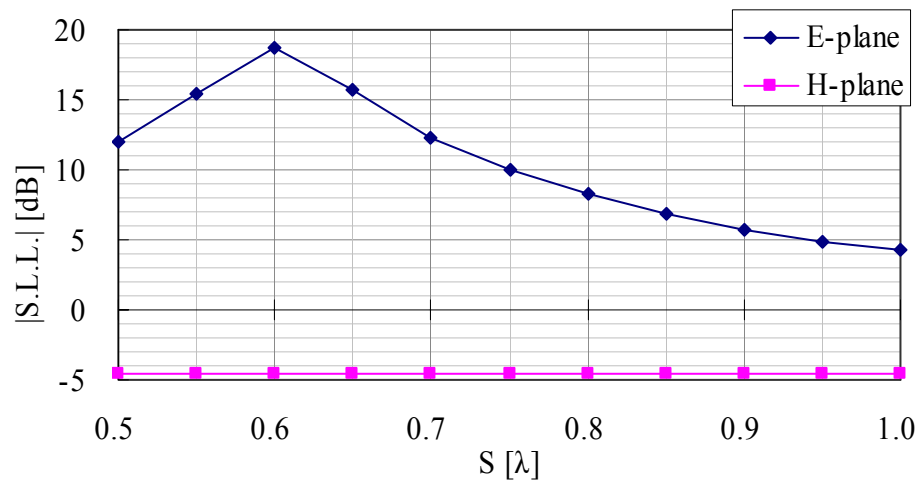


図 6.40 モデル 2F0P における素子間隔  $S$  とサイドローブレベル  
(高さ  $h$  固定,  $h=0.60\lambda$ )

#### (4) モデル 2F0P (1 行 2 列) のまとめ

モデル 2F0P は、X 軸方向である E 面方向のサイドローブを抑える事が出来るが、H 面方向に関してはサイドローブを抑える事が出来ない。その為、利得の最大値からアンテナの可否を判断する事は困難である。しかしながら、E 面方向におけるサイドローブを考える事により、アンテナの特性を判断する事は可能である。結果、サイドローブが  $S=0.55\lambda$ ,  $0.60\lambda$ ,  $0.65\lambda$  の時に 15dB 以上抑えられているので、次のステップとしては、H 面に無給電素子を装荷した時に、 $S=0.55\lambda$ ,  $0.60\lambda$ ,  $0.65\lambda$  に注目する必要がある。

### 6.2.5 E, H 面に給電 2 素子と無給電 4 素子を配置する場合 モデル 2F4P



### (1) 目的

無給電素子を装荷した最小ユニットであり、かつ、Y 軸方向である H 面方向のサイドローブを抑えたモデル 1F2P を X 軸方向である E 面方向にアレー化する事により、E 面方向のサイドローブを抑え電磁界的相互結合により 6 素子分の利得を得ることを目的とする。

### (2) アンテナ構成

モデル 2F4P (3 行 2 列) の構成を図 6.41 に示す。モデル 2F4P は、給電素子 2 本、無給電素子 4 本から成り、反射板に対し全ての素子の高さは同じ高さで配置する。アンテナ素子が同一平面となるように構成されたアレーアンテナである。

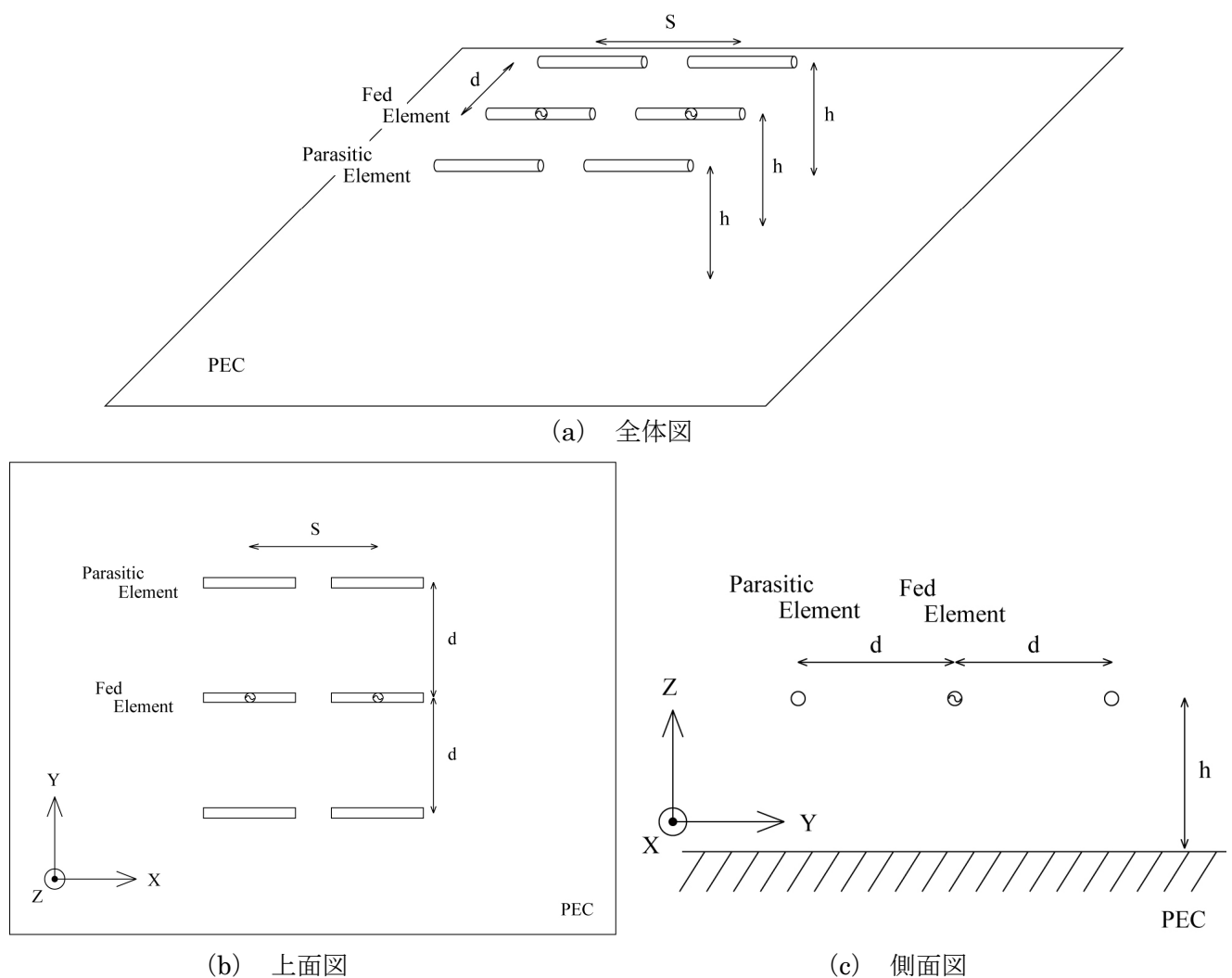


図 6.41 モデル 2F4P 構成図

### (3) 高さ $h$ による変化

X 軸方向の素子間隔素子間隔  $S$  変化させる（素子間隔  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.65\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ ）。放射パターンの変化は、それぞれの高さ  $h$  において、図 6.42 (a) ~ (h) の様になる。今回、高さの変化の割合は、細かくとってある。わずかな高さの違いが大きく利得、放射パターンに影響している。

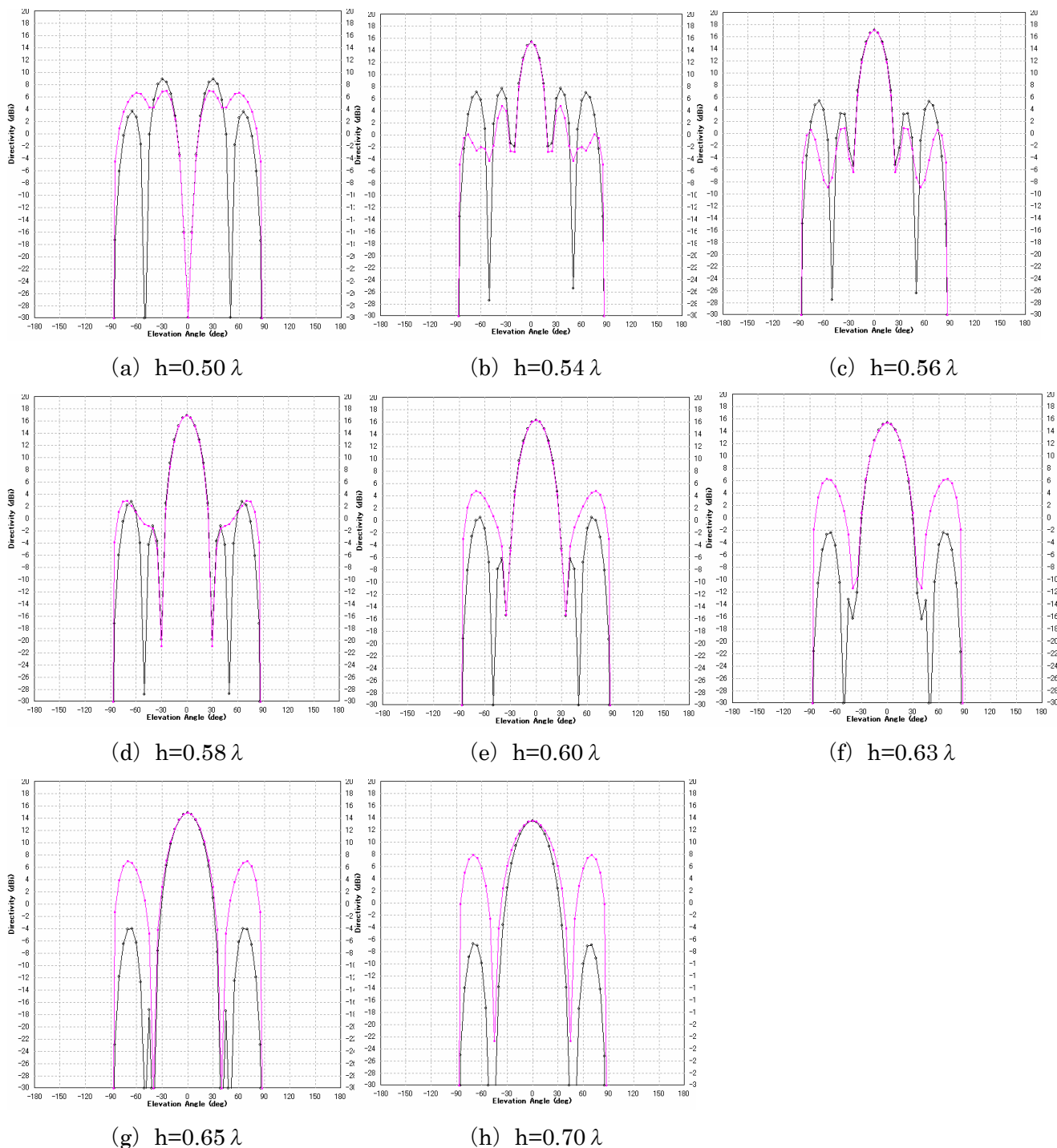


図 6.42 放射パターン

( E 面 : 黒線      H 面 : 赤線 )

(素子間隔  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.65\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

モデル 2F4P (素子間隔  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.65\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ ) における高さ  $h$  の利得とサイドローブレベルの

数値データを表 6.11 に示す。以下、図 6.43 と図 6.44 にそれぞれ高さ  $h$  の利得の変化、サイドローブレベルの変化を示す。 $h=0.56\lambda$ ， $0.58\lambda$ において利得、サイドローブレベル共に良い値である。しかしながら、高さによる変化は急峻であり、実験時における設計時の誤差が  $1\text{mm}$  以内であることがわかる。

表 6.11 モデル 2F4P における高さ  $h$  の利得とサイドローブレベル  
(素子間隔  $S$ ， $d$  固定： $S=0.65\lambda$ ， $d=0.60\lambda$ )

$h$	$h$	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.50	25.86	8.96	-	-
0.54	27.93	15.37	7.71	10.58
0.56	28.97	17.07	13.83	16.20
0.58	30.00	16.87	14.08	14.03
0.60	31.03	16.29	15.85	11.54
0.63	32.59	15.39	17.84	9.11
0.65	33.62	14.82	18.83	7.92
0.70	36.21	13.48	20.26	5.65

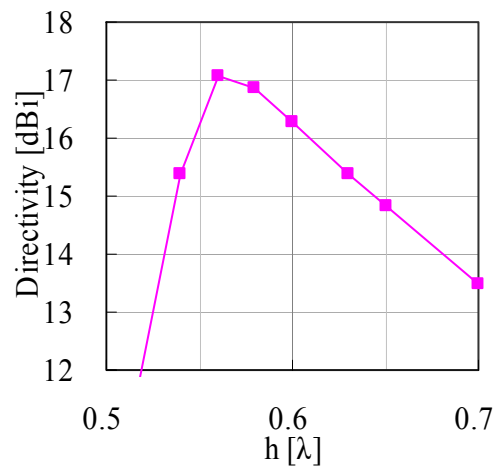


図 6.43 モデル 2F4P における  
高さ  $h$  と指向性利得  
(素子間隔  $S$ ， $d$  固定： $S=0.65\lambda$ ， $d=0.60\lambda$ )

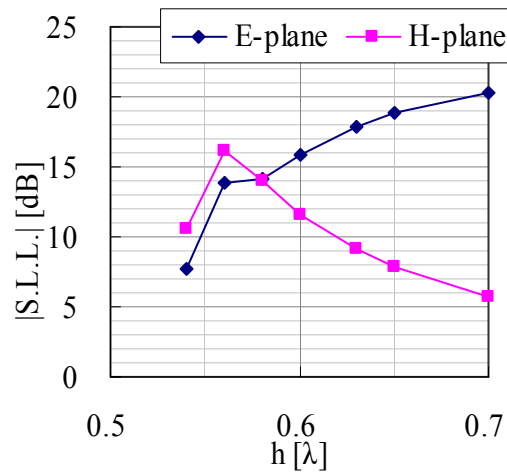
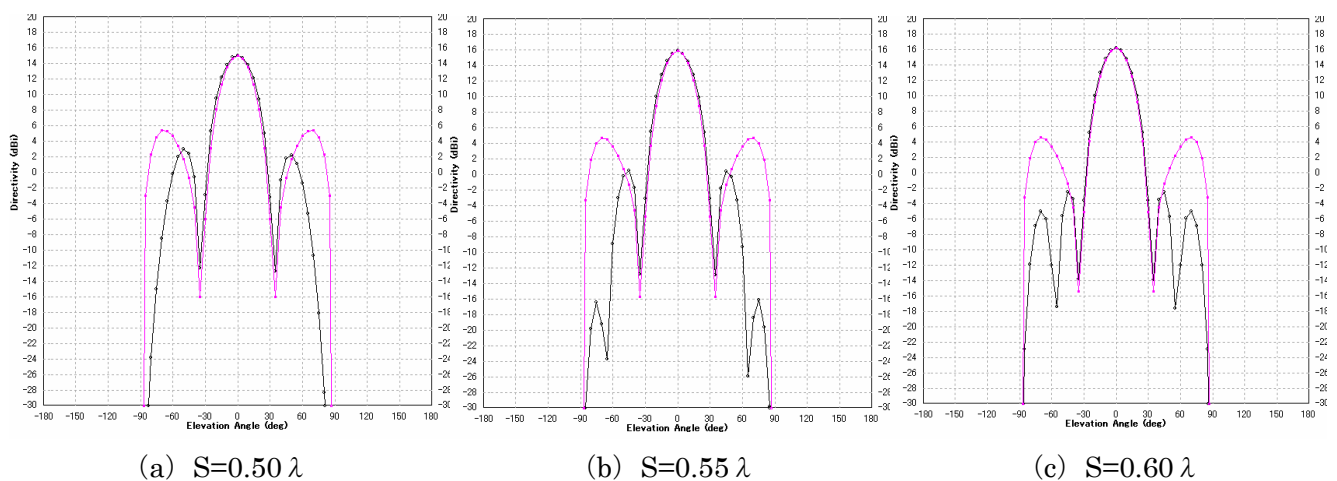


図 6.44 モデル 2F4P における  
高さ  $h$  とサイドローブレベル  
(素子間隔  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.65\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

#### (4) 素子間隔 $S$ (X 軸方向) による変化

X 軸方向の素子間隔素子間隔  $S$  変化させる (高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )。

放射パターンの変化は、それぞれの素子間隔  $S$  において、図 6.45 (a) ~ (h) の様になる。素子間隔  $S$  は X 軸方向なので、黒線で記した E 面の放射パターンに影響が出やすい。



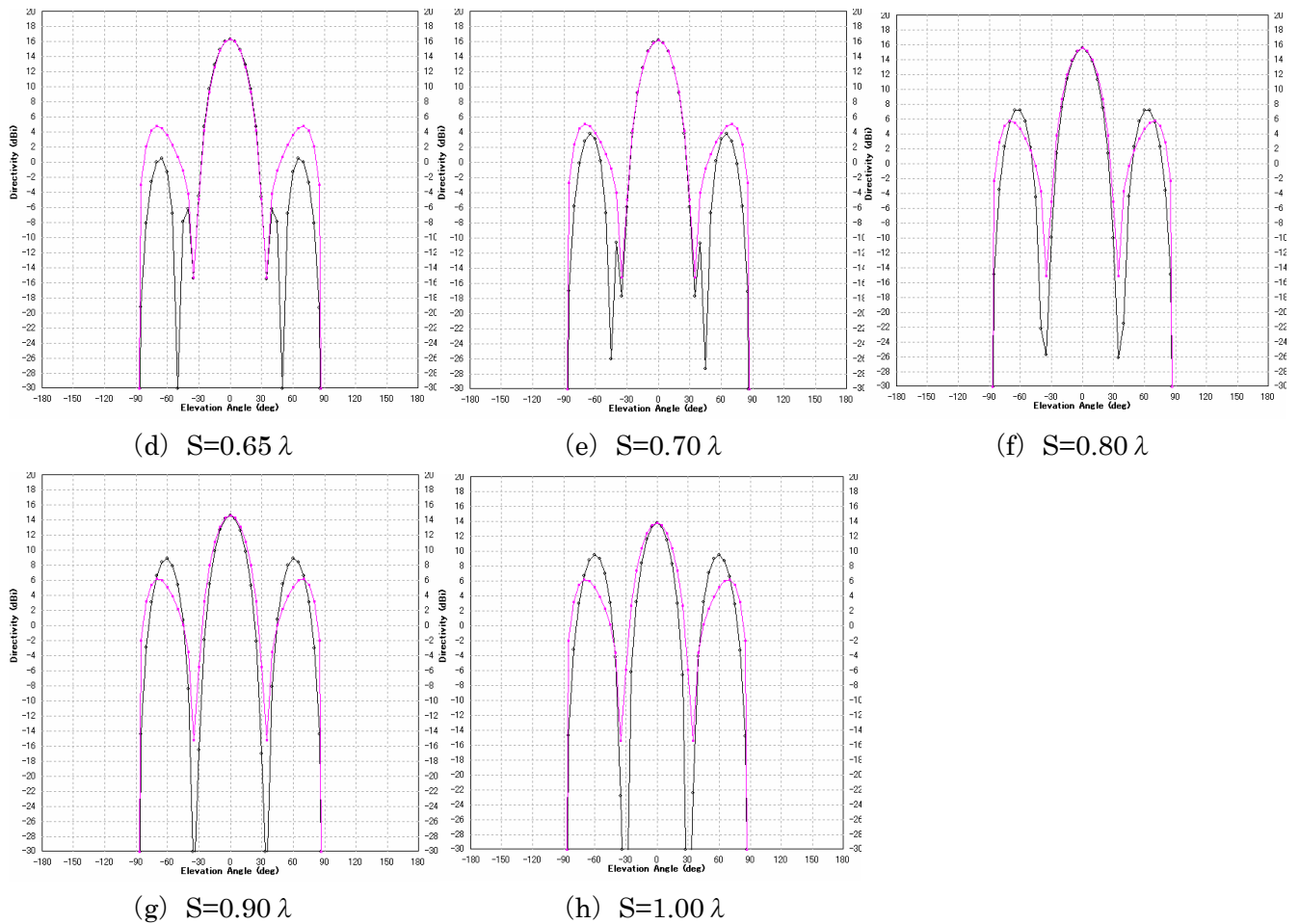


図 6.45 放射パターン

( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )

(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

モデル 2F4P (高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ ) における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベルの数値データを表 6.12 に示す。以下、図 6.46 と図 6.47 にそれぞれ素子間隔  $S$  の利得の変化、素子間隔  $S$  のサイドローブレベルの変化を示す。

E 面と H 面のサイドローブは共に、 $S=0.55\lambda$ ,  $0.60\lambda$ ,  $0.65\lambda$  の時に良く抑えられており、E 面では 15dB 以上、H 面では、11dB 以上抑えられている。利得は、 $S=0.60\lambda$ ,  $0.65\lambda$ ,  $0.70\lambda$  の時に、素子数から計算される理論値である、15.93dB を超えている。 $h=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$  における最大値は  $S=0.65\lambda$  において確認される。以下の図 6.46 と図 6.47 により、利得の増加と、サイドローブレベルの抑制が対応している事が分かる。

表 6.12 モデル 2F4P における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベル

(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

S	S	Direc- tivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
[ $\lambda$ ]	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.50	25.86	14.99	12.07	9.65
0.55	28.45	15.81	15.37	11.19
0.60	31.03	16.18	18.73	11.64
0.65	33.62	16.29	15.85	11.54
0.70	36.21	16.19	12.39	11.12
0.75	38.79	15.91	10.08	10.50
0.80	41.38	15.51	8.37	9.80
0.85	43.97	15.06	6.90	9.11
0.90	46.55	14.60	5.78	8.48
0.95	49.14	14.16	4.92	7.96
1.00	51.72	13.77	4.29	7.59

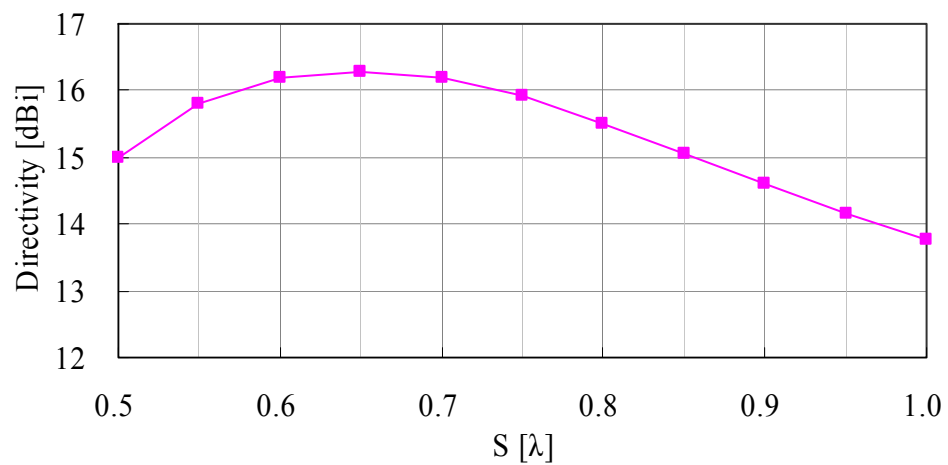


図 6.46 モデル 2F4P における素子間隔  $S$  と指向性利得  
(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

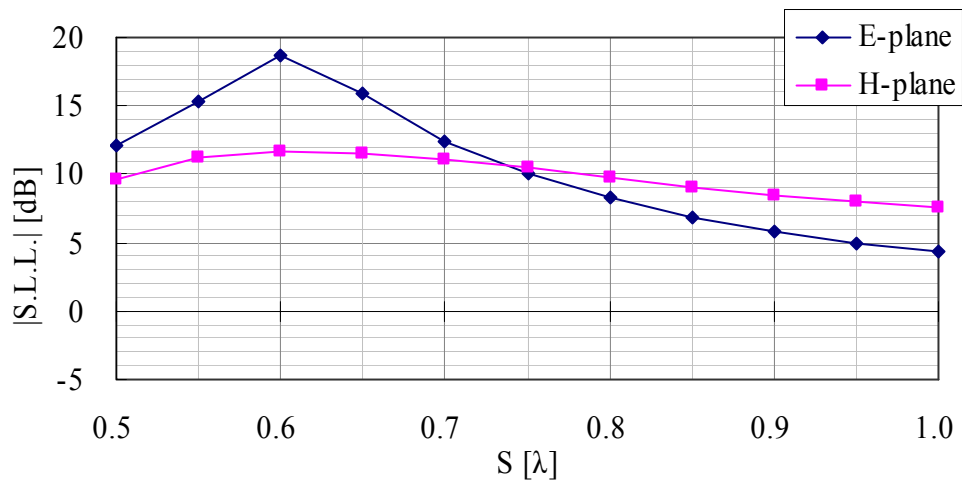


図 6.47 モデル 2F4P における素子間隔  $S$  とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

#### (4) モデル 2F4P (5 行 2 列) のまとめ

素子間隔  $S$ ,  $d$  を固定し ( $S=0.65\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )、高さ  $h$  変化をさせた場合、 $h=0.56\lambda$  で最大利得  $17.1\text{dBi}$  となり、H 面のサイドローブレベルも同じ高さの  $h=0.56\lambda$  で一番良く抑えられ、 $|S.L.L|=16.2\text{dB}$  となった。その時の E 面のサイドローブレベルは  $|S.L.L|=13.8\text{dB}$  である。

次に、高さ  $h$  と素子間隔  $d$  を固定し ( $h=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )、素子間隔  $S$  を変化させた場合、 $S=0.65\lambda$  で最大利得  $16.3\text{dBi}$  となった。サイドローブが最も抑えられたのは、E 面と H 面共に、 $S=0.60\lambda$  の時、であり、E 面では  $|S.L.L|=18.7\text{dB}$ 、H 面では  $|S.L.L|=11.6\text{dB}$  となった。以上より、モデル 2F4P の最大利得は、 $d=0.60\lambda$ 、 $S=0.65\lambda$  かつ  $h=0.56\lambda$  である可能性が高い。しかしながら、ここでは、全体の傾向を確認するにとどめる。最大利得を求める作業は、最終的なモデルである、モデル 4F6P で行なう事とする。

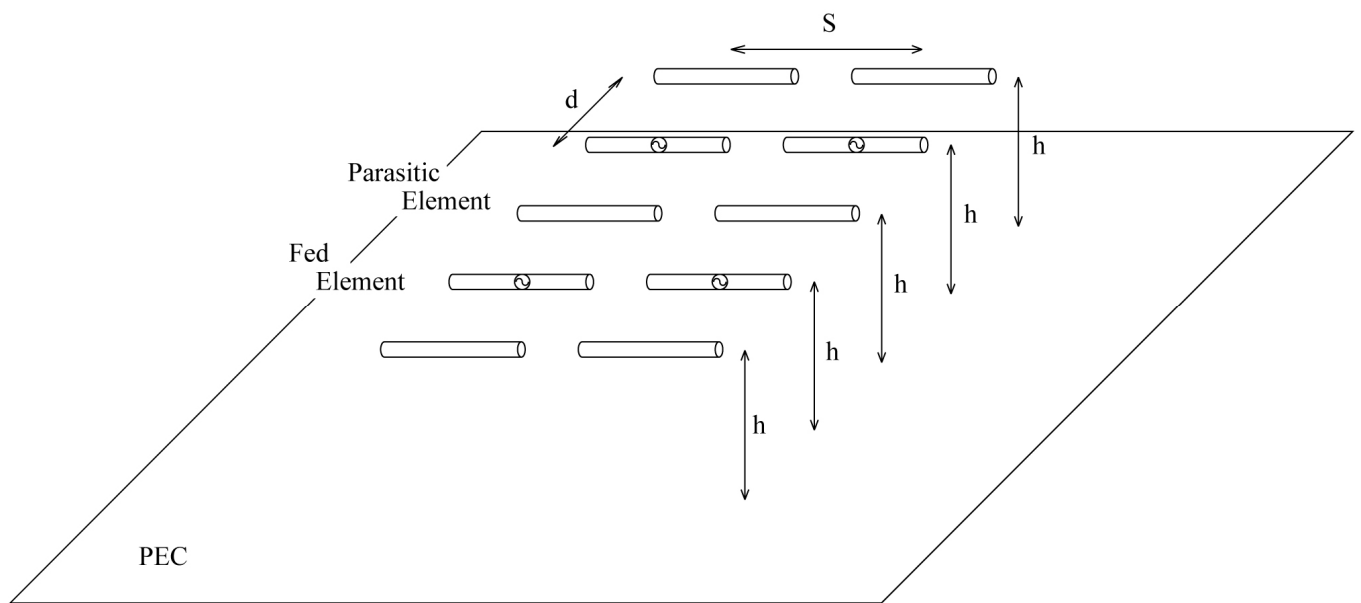
## 6.2.6 E, H 面に給電 4 素子と無給電 6 素子を配置する場合 モデル 4F6P

### (1) 目的

無給電素子を配置する事により、利得の向上を目指す。また、モデル 2S (1 行 2 列)、モデル 2F4P (3 行 2 列) で示された様に、給電素子や無給電素子を X 軸方向である E 面方向に配置する事により、E 面方向のサイドローブが抑えられる。また、モデル 2F3P (5 行 1 列) で示された様に、無給電素子の配置場所を Y 軸方向である H 面方向にする事により、H 面方向のサイドローブが抑えられる。以上のモデルを組み合わせる事により、E 面と H 面両方向のサイドローブを抑え、10 素子給電する時の利得を給電 4 素子、無給電 6 素子で実現させる。つまり、間引き率 60%の間引き給電型アレーアンテナを 1 つのアレーアンテナとして実現させる事が目的である。

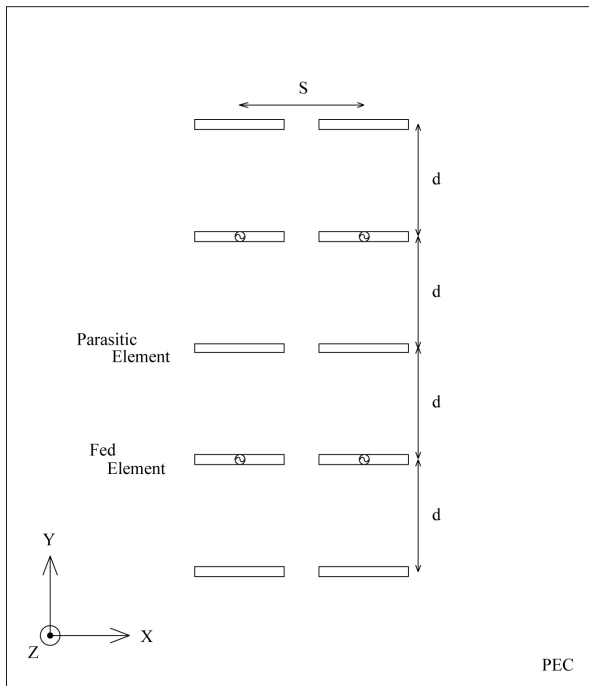
### (2) アンテナ構成

モデル 4F6P (5 行 2 列) の構成を図 6.48 に示す。モデル 4F6P は、給電素子 4 本、無給電素子 6 本を反射板に対し、全ての素子の高さは同じ高さとし、アンテナ素子が同一平面となるように構成したアレーアンテナである。

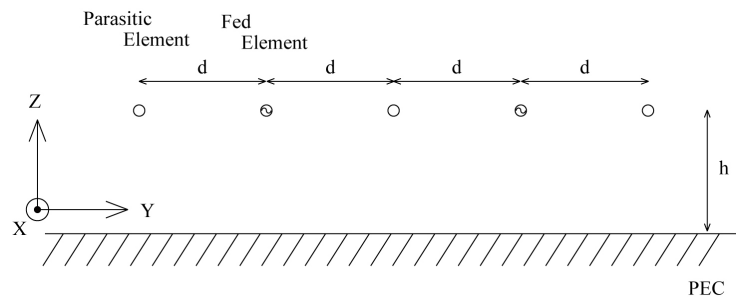


(a) 全体図





(b) 上面図



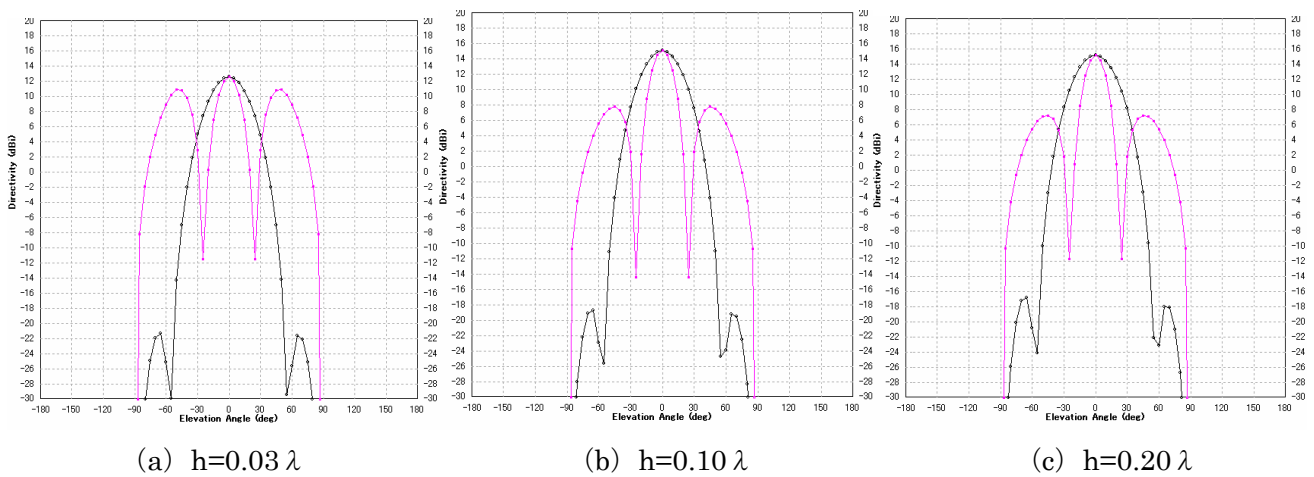
(c) 側面図

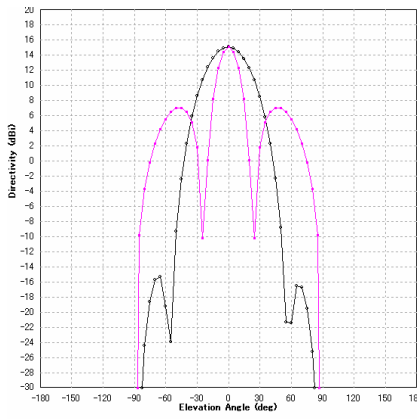
図 6.48 モデル 4F6P 構成図

### (3) 高さ $h$ による変化

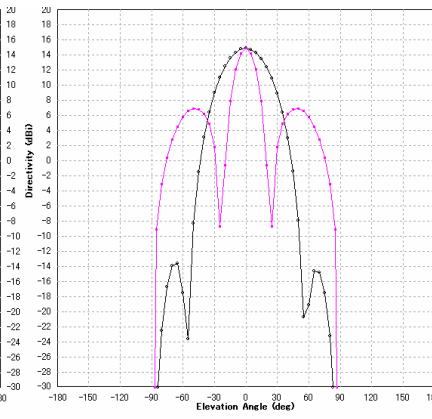
高さ  $h$  を変化させる（素子間隔  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ ）。

放射パターンの変化はそれぞれの高さ  $h$  において、図 6.49 (a) ~ (t) の様になる。E 面においては、モデル 2S、H 面においてはモデル 2F3P に近い傾向が示されている。

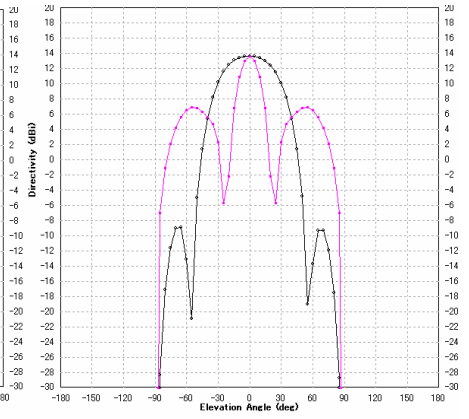




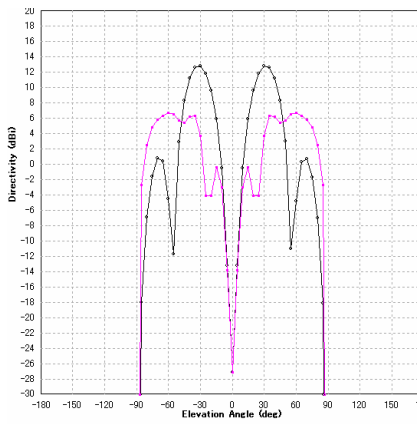
(d)  $h=0.25\lambda$



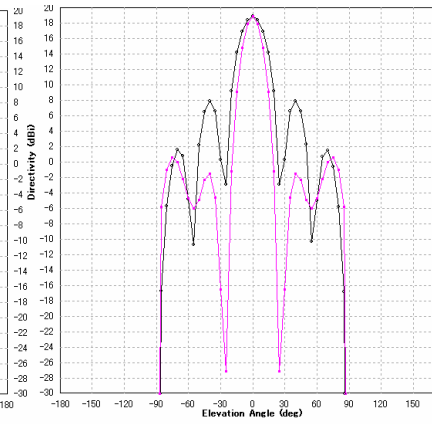
(e)  $h=0.30\lambda$



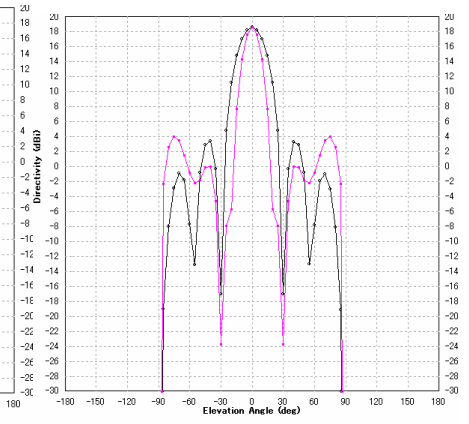
(f)  $h=0.40\lambda$



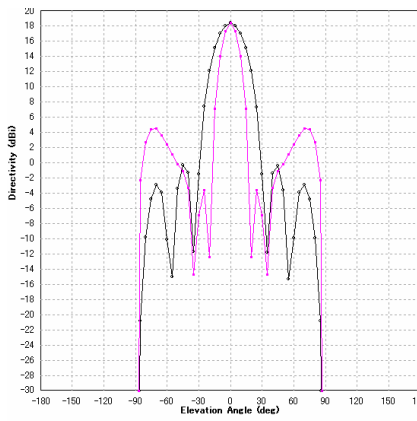
(g)  $h=0.50\lambda$



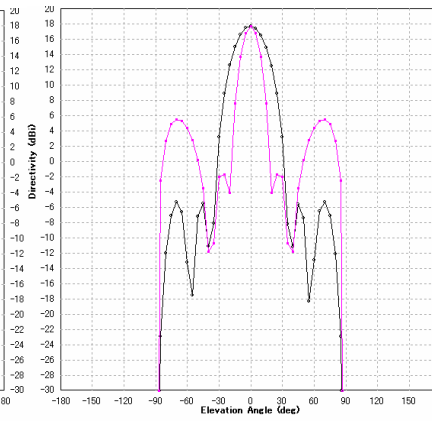
(h)  $h=0.56\lambda$



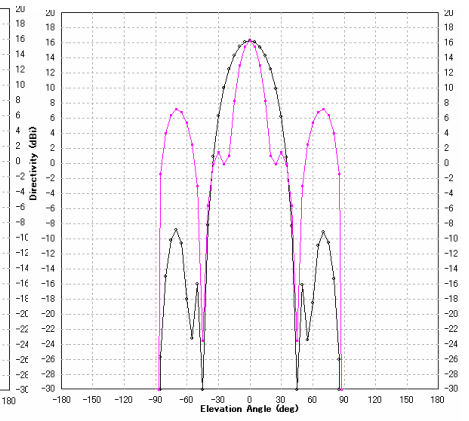
(i)  $h=0.58\lambda$



(k)  $h=0.60\lambda$



(l)  $h=0.63\lambda$



(m)  $h=0.70\lambda$

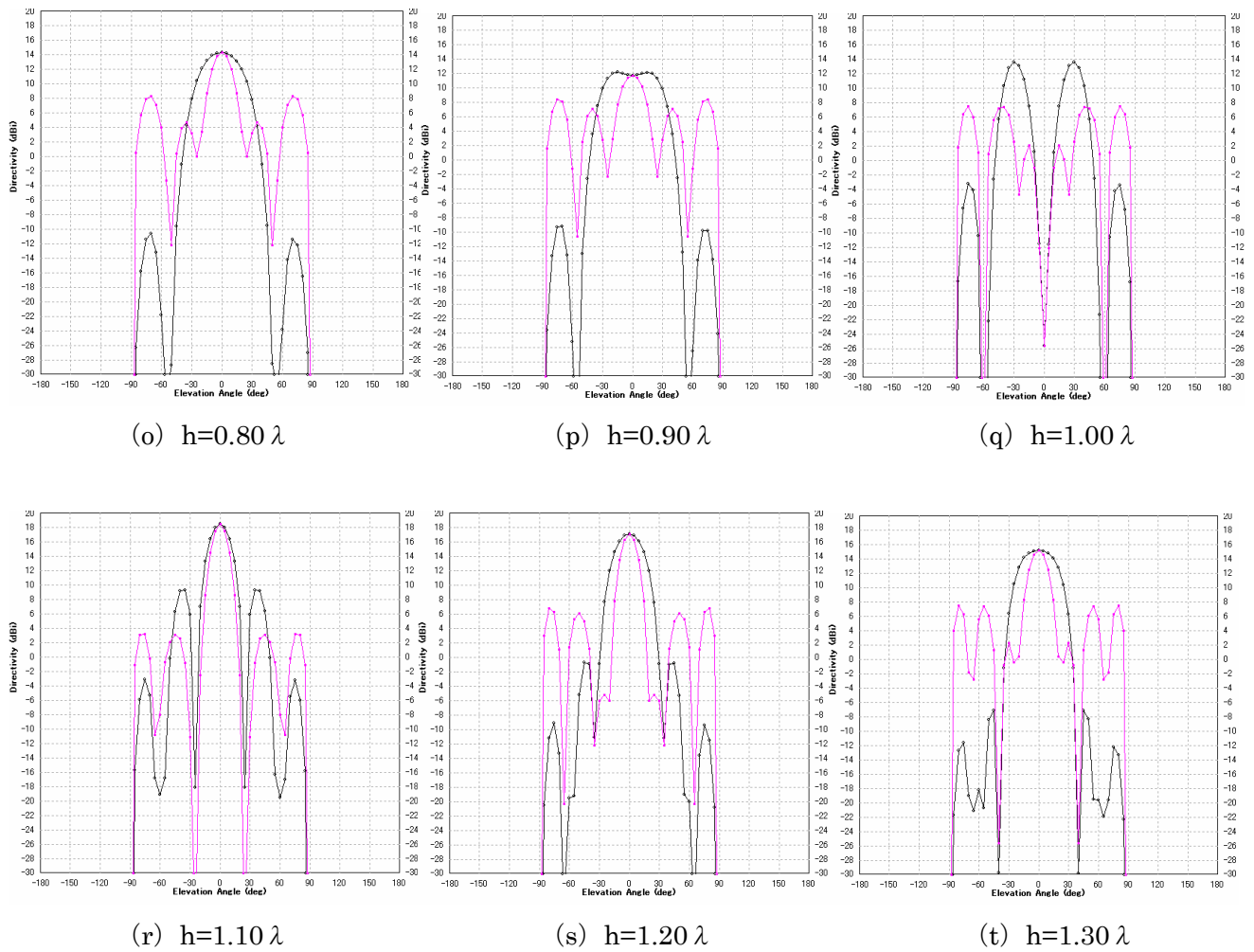


図 6.49 放射パターン

( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )

(素子間隔  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

利得の変化は、図 6.50 の様になる。サイドローブの変化は図 6.51 に示す。表 6.13 に利得とサイドローブに関して示す。利得が高くなっている箇所が 2 箇所あり、 $h=0.56\lambda$  のとき最大利得  $18.8\text{dBi}$ 、 $h=1.10\lambda$  のとき利得  $18.5\text{dBi}$  である。また、利得が落ち込んでいる箇所が 4 箇所あり、 $h=0.03, h=0.50\lambda, h=0.90\lambda$  と  $h=1.30\lambda$  付近で確認される。H 面のサイドローブが一番落ちている  $h=0.56\lambda$  において、最大利得  $18.8\text{dBi}$  となる。

表 6.13 モデル 4F6P における高さと利得とサイドローブ  
(素子間隔  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

$h$	$h$	Direct- tivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.53	27.41	15.43	2.47	10.22
0.56	28.97	18.80	10.97	18.30
0.58	30.00	18.57	15.25	14.59
0.60	31.03	18.31	18.69	13.90
0.63	32.59	17.69	23.07	12.22
0.70	36.21	16.28	25.16	9.16
0.80	41.38	14.26	24.86	6.02

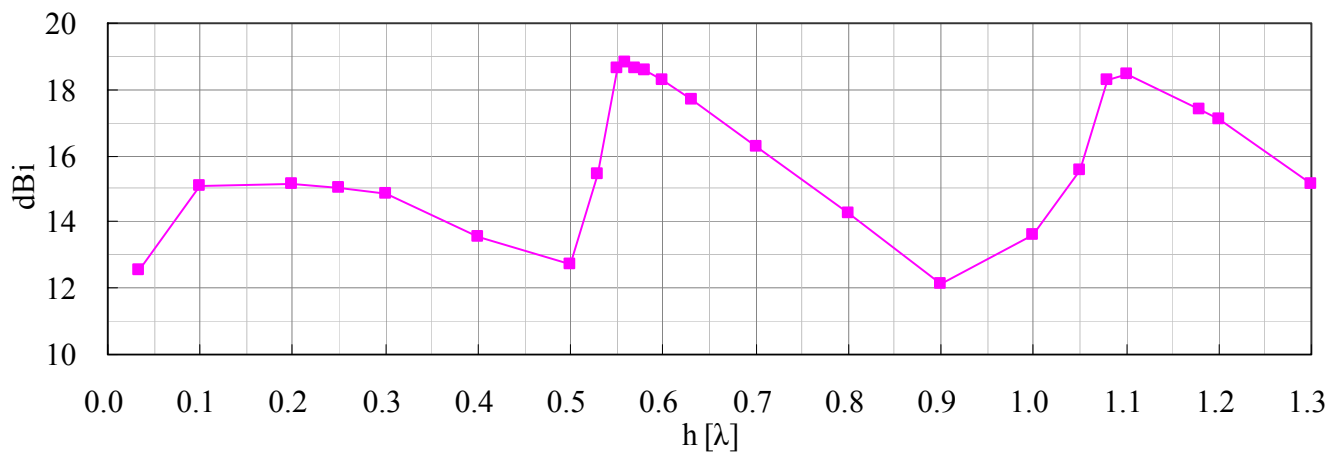


図 6.50 モデル 4F6P における高さと利得  
(素子間隔  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

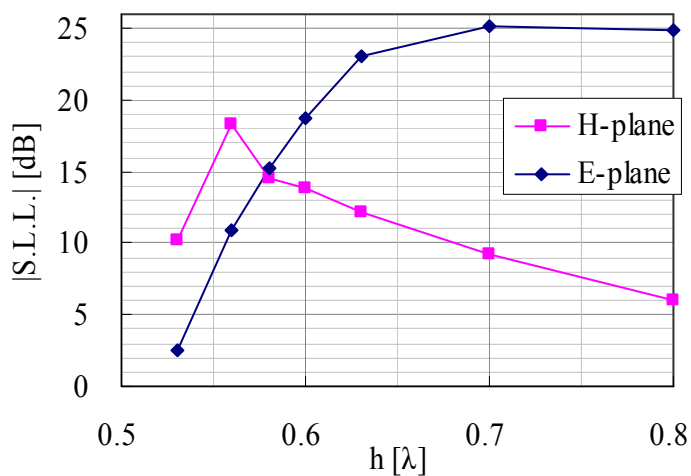


図 6.51 モデル 4F6P における高さとサイドローブ  
(素子間隔  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.60\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

#### (4) 素子間隔 $S$ (X 軸方向) による変化

X 軸方向の素子間隔  $S$  を変化させる。(高さ  $h$ 、素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.58\lambda$  ,  $d=0.60\lambda$ )

放射パターンの変化は、それぞれの素子間隔  $S$  において、図 6.52 (a) ~ (g) の様になる。素子間隔  $S$  は X 軸方向なので、黒線で記した E 面の放射パターンに影響が出やすい。全体としては、ビームが 3 もしくは 5 方向である。サイドローブは、 $S=0.60\lambda$  ,  $0.65\lambda$  の時に良く抑えられている。

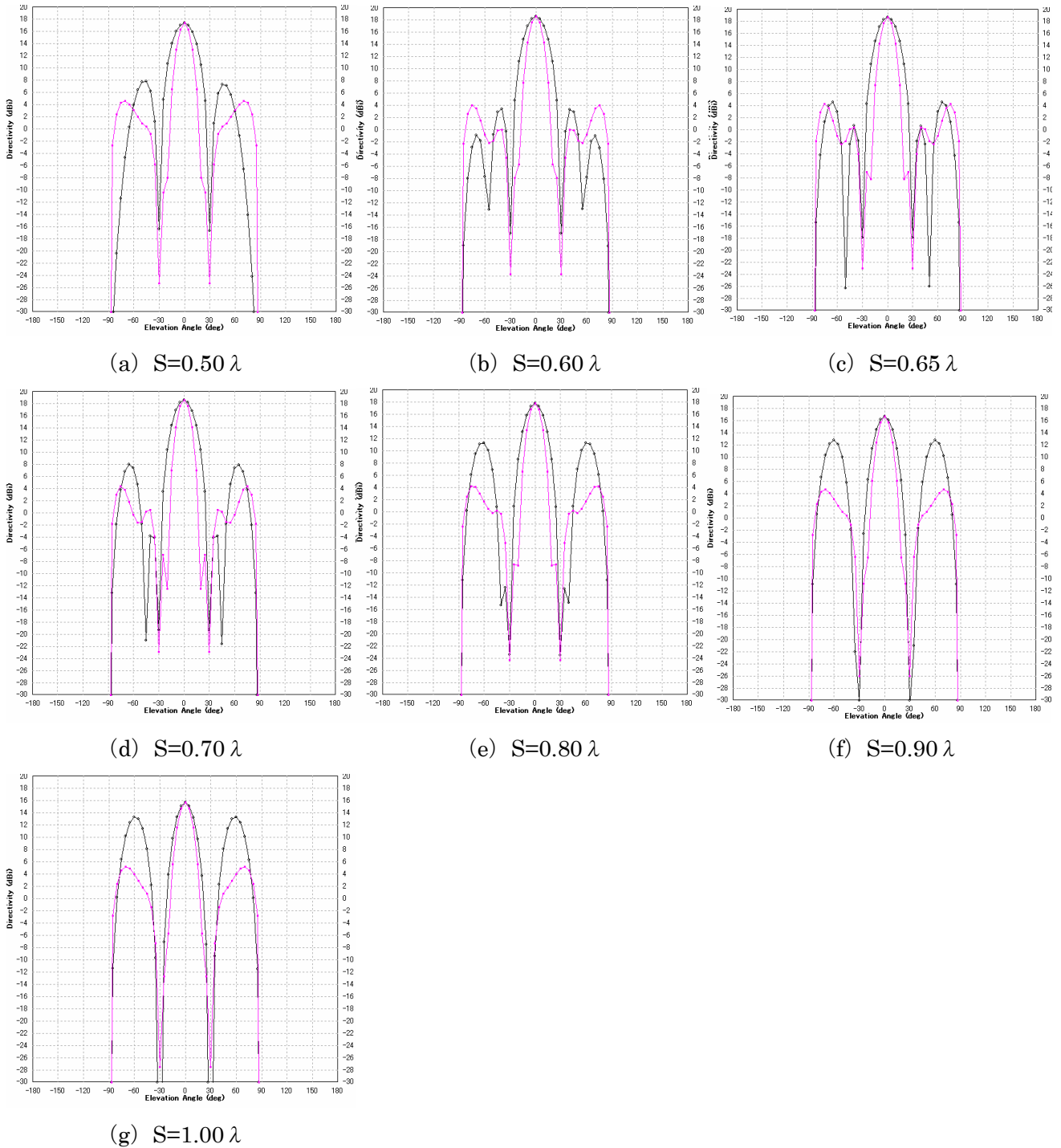


図 6.52 放射パターン

( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )

(高さ  $h$ 、素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.58\lambda$  ,  $d=0.60\lambda$ )

モデル 4F6P（素子間隔  $h$ ,  $d$  固定 :  $h=0.58\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ ）における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベルの数値データを表 6.10 に示す。以下、図 6.53 と図 6.54 にそれぞれ素子間隔  $S$  の利得の変化、素子間隔  $S$  のサイドローブレベルの変化を示す。

図 6.53 より、利得の変化は、なだらかではあるが、素子間隔  $S$  の変化と共に確実に変化する。最大利得は、 $S=0.65\lambda$  において  $18.7\text{dBi}$  である。 $S=0.56\lambda \sim 0.80\lambda$  においては、素子本数から求められる利得の理論値  $18.2\text{dBi}$  以上である。図 6.54 より、サイドローブレベルの変化も、なだらかではあるが、素子間隔  $S$  の変化と共に確実に変化する。サイドローブレベルが抑えられているのは、E 面では、 $S=0.60\lambda$  において  $15.3\text{dB}$  である。H 面では、 $S=0.60\lambda$  において  $14.6\text{dB}$  である。

表 6.14 モデル 4F6P における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.58\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

$S$	$S$	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.50	25.86	17.33	9.60	12.81
0.56	29.01	18.29	12.96	14.44
0.60	31.03	18.57	15.25	14.59
0.65	33.62	18.70	14.10	14.46
0.70	36.21	18.58	10.65	14.26
0.75	38.79	18.24	8.34	14.02
0.80	41.38	17.75	6.47	13.60
0.90	46.55	16.64	3.88	12.01
1.00	51.72	15.67	2.39	10.50

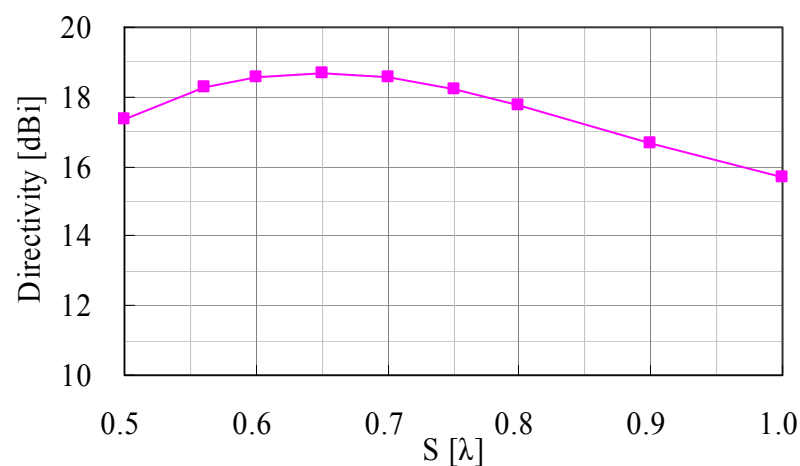


図 6.53 モデル 4F6P における素子間隔  $S$  と指向性利得  
(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.58\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

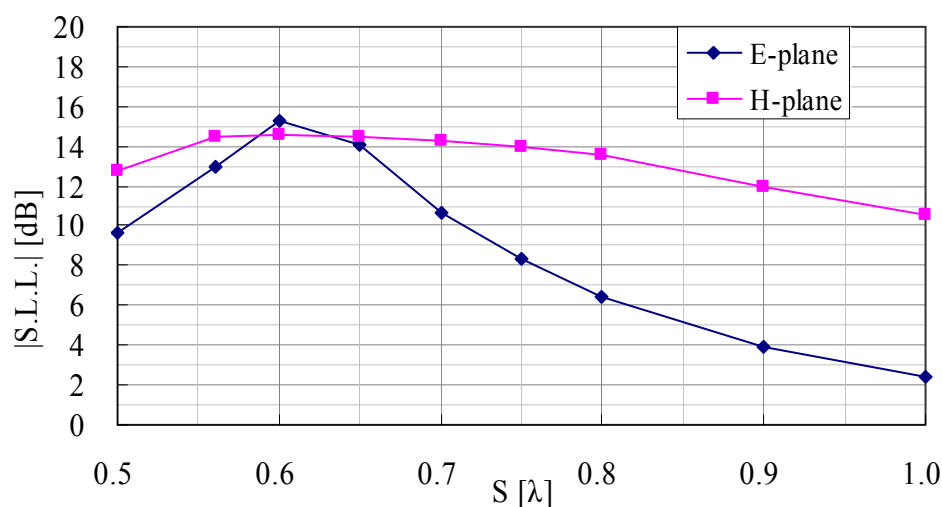


図 6.54 モデル 4F6P における素子間隔  $S$  とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.58\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

以上、放射パターンと利得の変化より、利得が最も高いのが、 $S=0.65\lambda$ において  $18.7\text{dBi}$  であり、サイドローブが抑えられているのが E 面で、 $S=0.60\lambda$ において  $15.3\text{dB}$ 、H 面で、 $S=0.60\lambda$ において  $14.6\text{dB}$  である。E 面、H 面のサイドローブが抑えられるときに最大利得と完全に一致はしていないが、ほぼ一致している。放射パターンと利得の観点から、 $S=0.60$  と  $S=0.65$  の時が適切な値と言える。

次に、高さを  $h=0.58\lambda$  から  $0.02\lambda$  下げ、 $h=0.56\lambda$  とした場合である。X 軸方向の素子間隔  $S$  を変化させる (素子間隔  $h$ ,  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )。モデル 4F6P (素子間隔  $h$ ,  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ ) における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベルの数値データを表 6.15 に示す。以下、図 6.55 と図 6.56 にそれぞれ素子間隔  $S$  の利得の変化、素子間隔  $S$  のサイドローブレベルの変化を示す。

表 6.15 モデル 4F6P における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

$S$	$S$	Directivity	S.L.L. in E-plane	S.L.L. in H-plane
[λ]	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.50	25.86	16.96	6.25	13.94
0.56	29.01	18.38	9.27	17.55
0.60	31.03	18.80	10.97	18.30
0.65	33.62	18.88	11.77	18.05
0.70	36.21	18.51	8.33	16.85
0.75	38.79	17.89	5.99	15.30
0.80	41.38	17.13	4.01	14.10
0.90	46.55	15.53	1.43	12.20
1.00	51.72	14.24	0.00	10.13

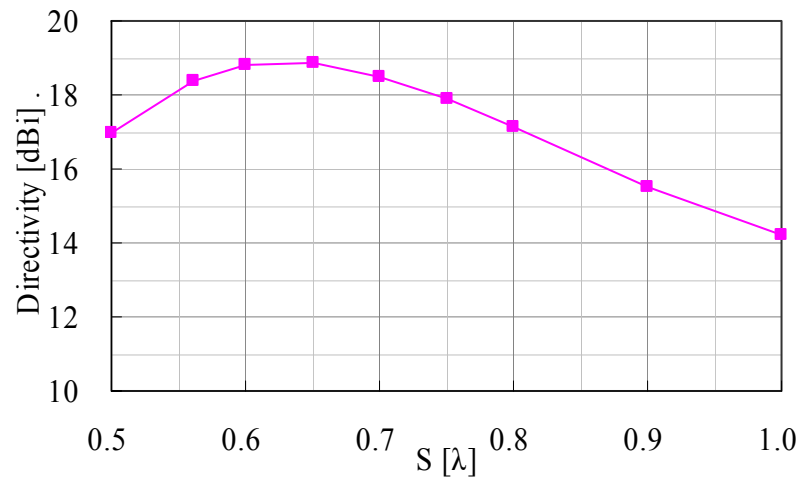


図 6.55 モデル 4F6P における素子間隔  $S$  と利得  
(高さ  $h$ 、素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$  ,  $d=0.60\lambda$  )

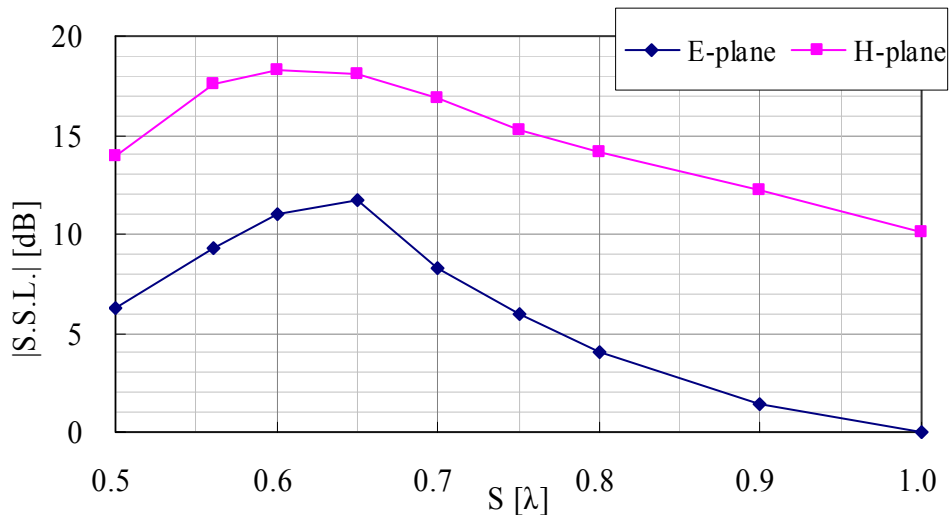


図 6.56 モデル 4F6P における素子間隔  $S$  とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ 、素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$  ,  $d=0.60\lambda$  )

以上、素子間隔  $S$  のサイドローブと利得の変化より、利得が最も高いのが、 $S=0.65\lambda$  において  $18.9\text{dBi}$  であり、サイドローブが抑えられているのが  $E$  面で、 $S=0.65\lambda$  において  $11.8\text{dB}$ 、 $H$  面で、 $S=0.60\lambda$  において  $18.3\text{dB}$  である。 $E$  面、 $H$  面の両方のサイドローブが抑えられるときに最大利得と完全に一致してはいないが、 $E$  面においては一致しており、 $H$  面についてもほぼ一致している。放射パターンと利得の観点から、 $S=0.60\lambda$  と  $S=0.65\lambda$  の時が適切な値と言える。また、詳しくは後述するが、 $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $S=0.65\lambda$  で得られた  $18.9\text{dBi}$  がモデル 4F6P の最大利得である。

また、 $h=0.58\lambda$  の時と  $h=0.56\lambda$  の時を比較すると、図 6.53 と図 6.55 より、素子間隔  $S$  と利得の変化はわずかに違うが同様の値を示し、かつ推移においてもわずかな違いを残しつつ同様の傾向になる事が分かる。図 6.54 と図 6.56 より、サイドローブレベルは  $h=0.58\lambda$  の時に比べ、 $h=0.56\lambda$  では  $H$  面では非常に高く、 $E$  面が若干低くなっている。この影響が残った状態で、素子間隔  $S$  とサイドローブレベルの推移は  $h=0.58\lambda$  の時



と  $h=0.56\lambda$  の時において、同様の傾向があるといえる。つまり、高さによるわずかな変化は素子間隔  $S$  のパラメータを変えても、依然、利得、サイドローブレベルに大きく影響する事が分かる。

#### (5) 素子間隔 $d$ (Y 軸方向) による変化

Y 軸方向の素子間隔  $d$  を変化させる。(高さ  $h$ , 素子間隔  $S$  固定 :  $h=0.58\lambda$ ,  $S=0.65\lambda$ )

放射パターンの変化は、それぞれの素子間隔  $d$  において、図 6.57 (a) ~ (c) の様になる。素子間隔  $d$  は Y 軸方向なので、赤線で記した H 面の放射パターンに影響が出やすい。全体としては図 6.57 (a) ~ (c) においては、ビームが 3 もしくは 5 方向である。素子間隔  $d$  を変化させた時の特徴としては、高さ  $h$  を変化させた程の急激な変化はみられない。X 方向の素子間隔  $S$  を変化させたときよりも、変化は穏やかである。これは、Y 方向はそもそも、ダイポールの H 面であり、ダイポール単独での H 面のビームは無指向性となっている為だと思われる。H 面の穏やかな変化とは対照的に、E 面の変化は無いに等しい。

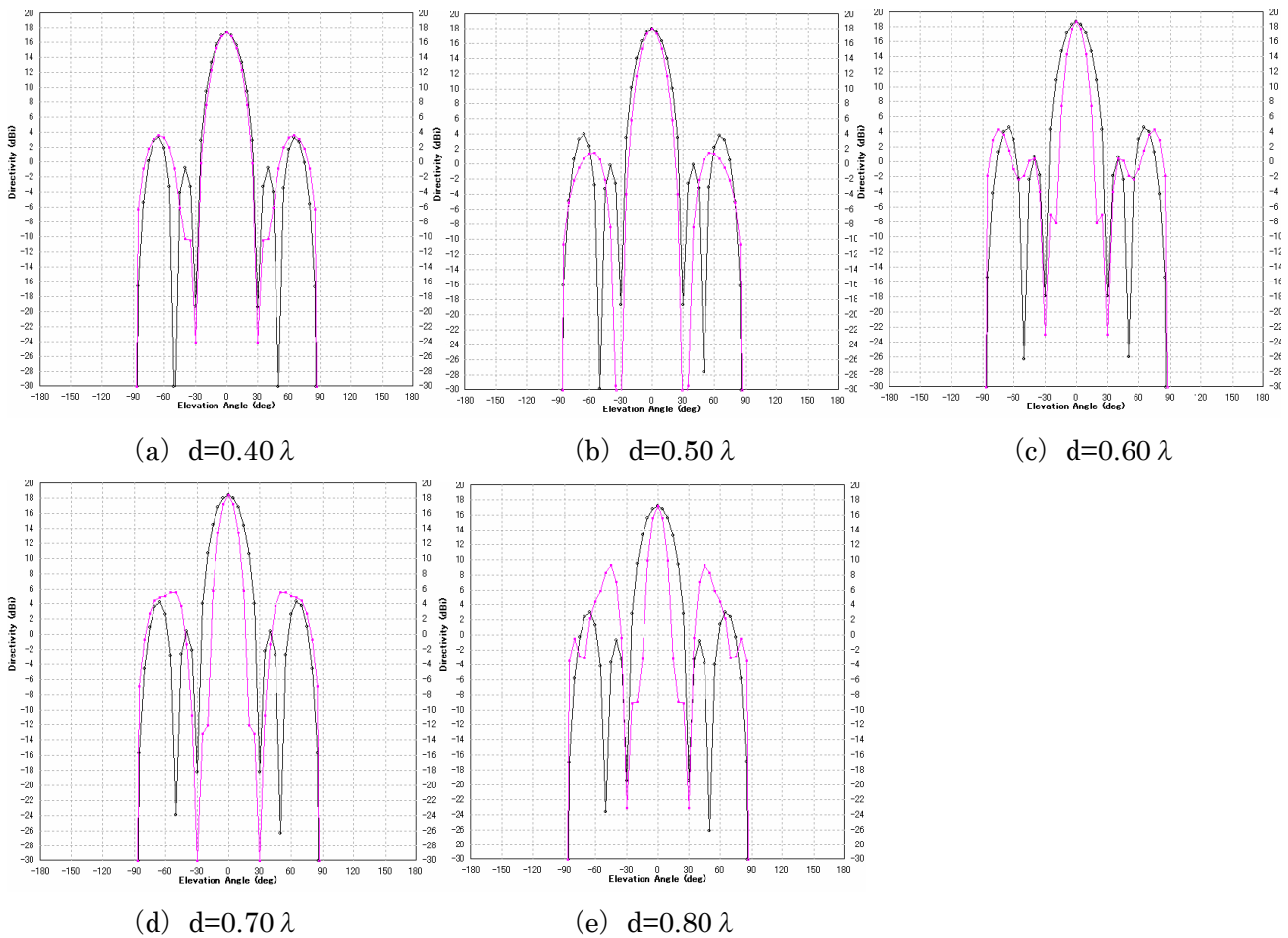


図 6.57 放射パターン

( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )

(素子間隔  $h$ ,  $S$  固定 :  $h=0.58\lambda$ ,  $S=0.65\lambda$ )

利得の変化は、図 6.58 の様になる。 $d=0.60\lambda$  において最大利得  $18.7\text{dBi}$  となる。モデル 4F6P (素子間隔  $h$ ,  $S$  固定 :  $h=0.58\lambda$ ,  $S=0.65\lambda$ ) における素子間隔  $d$  の利得とサイドローブレベルの数値データを表 6.16 に示す。以下、図 6.58 と図 6.59 にそれぞれ素子間隔  $d$  の利得の変化、素子間隔  $d$  のサイドローブレベルの変化を

示す。

表 6.16 モデル 4F6P における素子間隔  $d$  の利得とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ 、素子間隔  $S$  固定 :  $h=0.58\lambda$  ,  $S=0.65\lambda$  )

$d$	$d$	Direc- tivity	S.L.L.  in E-plane	S.L.L.  in H-plane
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.40	20.69	17.29	13.90	13.75
0.50	25.86	17.92	14.01	16.47
0.60	31.03	18.70	15.38	14.72
0.70	36.21	18.40	14.21	12.81
0.80	41.38	17.20	14.29	7.95

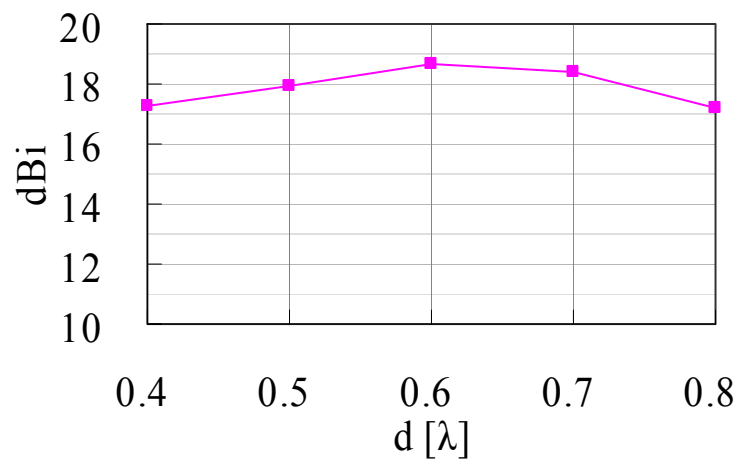


図 6.58 モデル 4F6P における素子間隔  $d$  と指向性利得  
(高さ  $h$ 、素子間隔  $S$  固定 :  $h=0.58\lambda$  ,  $S=0.65\lambda$  )

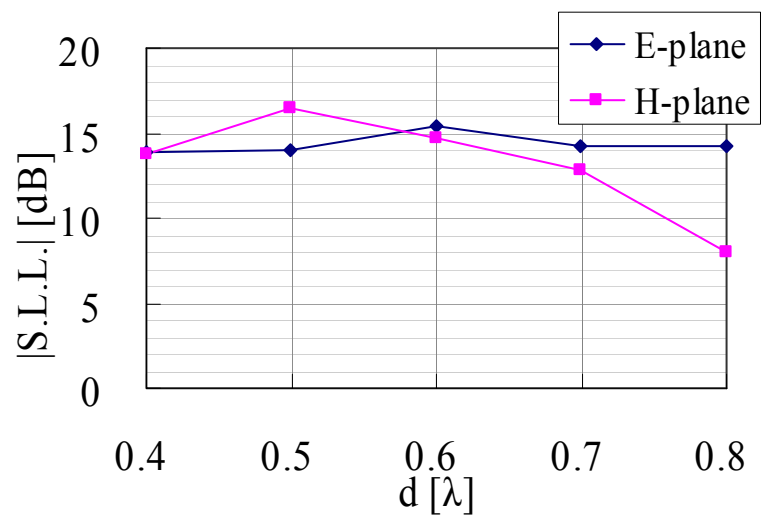


図 6.59 モデル 4F6P における素子間隔  $d$  サイドローブレベル  
(高さ  $h$ 、素子間隔  $S$  固定 :  $h=0.58\lambda$  ,  $S=0.65\lambda$  )

以上、素子間隔  $d$  の放射パターンと利得の変化より、利得が最も高いのが、 $d=0.60\lambda$  において  $18.7\text{dBi}$  であり、サイドローブが抑えられているのが E 面で、 $d=0.60\lambda$  において  $15.4\text{dB}$ 、H 面で、 $d=0.50\lambda$  において  $16.5\text{dB}$  である。E 面、H 面の両方のサイドローブが抑えられるときに最大利得と完全に一致してはいないが、E 面においては一致しており、H 面についてもほぼ一致している。また、E 面においては  $d$  を変化させても、ほとんど影響を受けない。放射パターンと利得の観点から、 $d=0.60\lambda$  の時が最適な値と言える。

#### (6) 高さ $h$ と素子間隔 $S$ (X 軸方向) と素子間隔 $d$ (Y 軸方向) による利得変化

上述した通り、(3) においては、X 軸方向の素子間隔  $S=0.60\lambda$ 、Y 軸方向の素子間隔  $d=0.60\lambda$  に固定した上で、高さ  $h$  による変化を述べ、 $h=0.56\lambda$  において利得の最大値が得られた。また、(4) においては、高さ  $h=0.58\lambda$ 、Y 軸方向の素子間隔  $d=0.60\lambda$  に固定した上で、X 軸方向素子間隔  $S$  による変化を述べ、 $S=0.65\lambda$  において利得の最大値を得られた。また、(5) においては、高さ  $h=0.58\lambda$ 、X 軸方向の素子間隔  $S=0.60\lambda$  に固定した上で、Y 軸方向素子間隔  $d$  による変化を述べ、 $d=0.60\lambda$  において利得の最大値を得られた。ここ (6) では、高さ  $h$  と素子間隔  $S$  と素子間隔  $d$  を変化させた時、つまり、全てのパラメータを変えた時の利得について検証する。表 6.17 に高さ  $h=0.56\lambda$  の時の素子間隔  $d$ ,  $S$  における利得を示す。また、図 6.60 (a) ~ (d) にも同様に示す。そこで、高さ  $h=0.53\lambda$ ,  $0.56\lambda$ ,  $0.58\lambda$ ,  $0.63\lambda$  と変化させた毎の、X 軸方向素子間隔  $S$  と Y 軸方向素子間隔  $d$  における変化を確認すると、利得は高さ  $h$  に大きく依存している事がわかる。全体的に利得の高くなる、 $h=0.56\lambda$ ,  $0.58\lambda$ ,  $0.63\lambda$  においては、 $d=0.60\lambda$  かつ、 $S=0.65\lambda$  付近に利得の最大値が来る事が確認される。しかしながら、利得が低い高さ  $h=0.53\lambda$  においては、 $d=0.70\lambda$  かつ、 $S=0.65\lambda$  付近に利得の最大値が確認される。以上より、モデル 4F6P の最大利得は、 $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $S=0.65\lambda$  で得られる  $18.9\text{dBi}$  である。給電素子は 4 本であり、無給電素子が 6 本であるので、全部で 10 素子である。全 10 素子に給電し、かつ相互結合を無視すると仮定すると素子数から求められる利得の理論値は

$$2.15 + 6 + 10 = 18.15 \div 18.2[\text{dBi}]$$

となる。この値は、シミュレーション結果  $18.9\text{dBi}$  とほぼ一致している。つまり、相互結合により、無給電素子が給電素子として動作した為である。

表 6.17 モデル 4F6P における高さ  $h=0.56\lambda$  における素子間隔  $S, d$  と指向性利得の関係

Directivity [dBi]	$d$ [ $\lambda$ ]	0.50	0.60	0.70
$S$ [ $\lambda$ ]	$d[\text{mm}]$ $S[\text{mm}]$	25.86	31.03	36.21
0.50	25.86	16.47	16.96	16.13
0.56	28.97	17.67	18.38	17.87
0.60	31.03	18.05	18.80	18.37
0.65	33.62	18.14	18.88	18.53
0.70	36.21	17.78	18.51	18.27
0.75	38.79	17.10	17.89	17.71
0.80	41.38	16.27	17.13	17.00
0.90	46.55	14.62	15.53	15.52
1.00	51.72	13.45	14.24	14.28

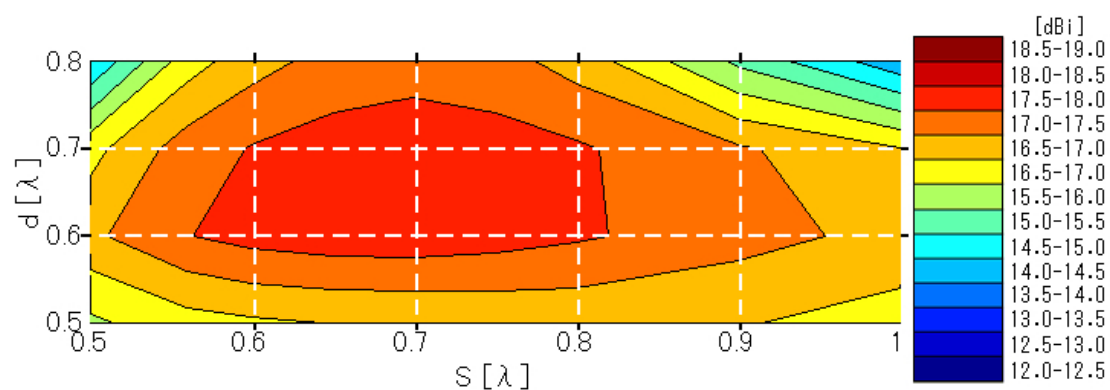
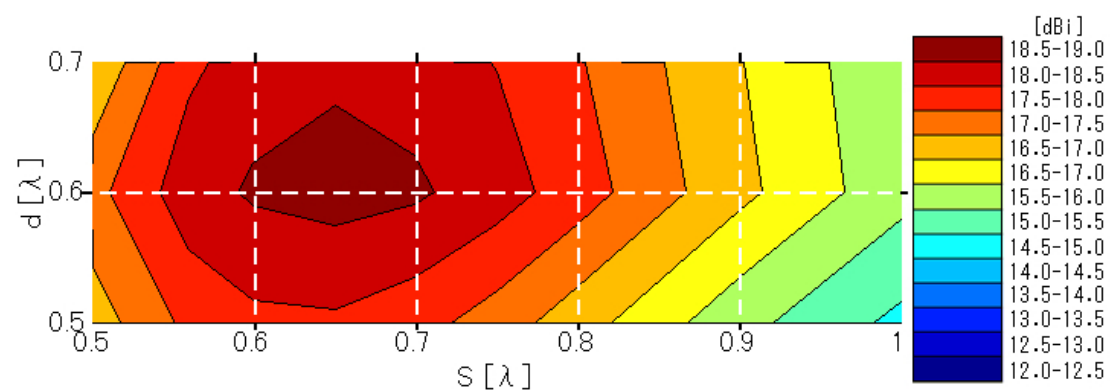
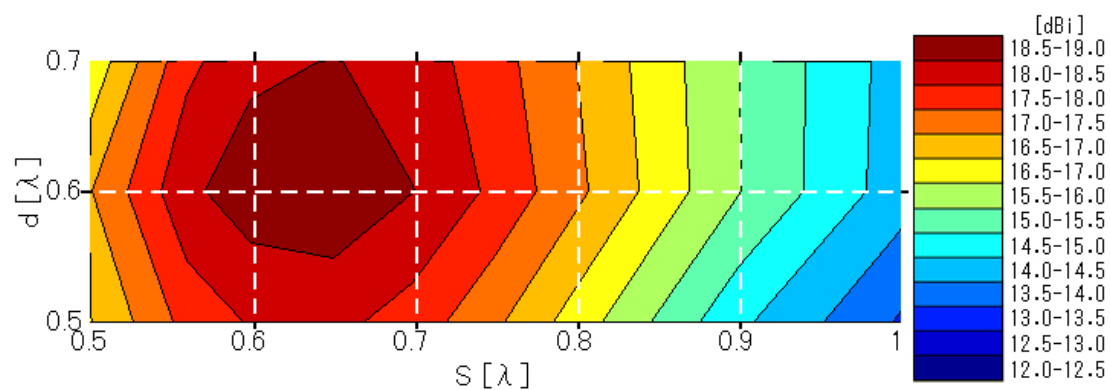
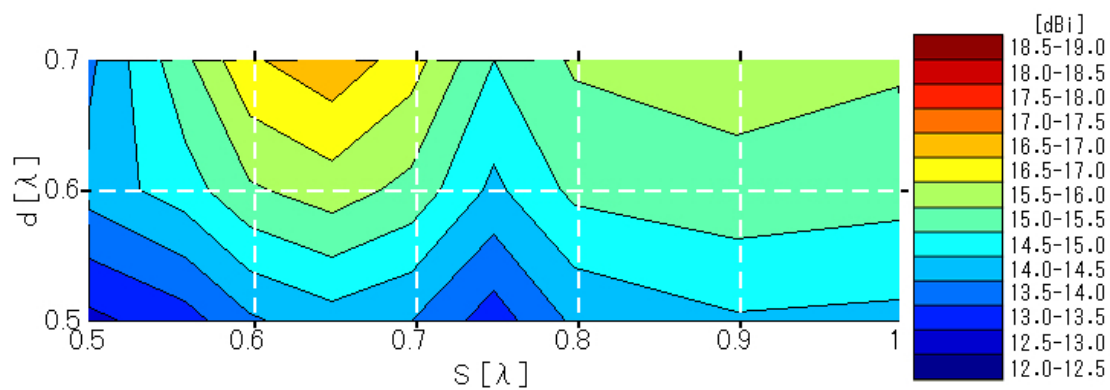
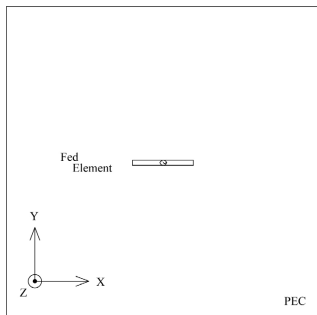


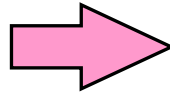
図 6.60 モデル 4F6P における高さ  $h$ 、素子間隔  $S, d$  と指向性利得の関係図

(7) 素子数における変化（モデル 1F とモデル 4F6P の比較）

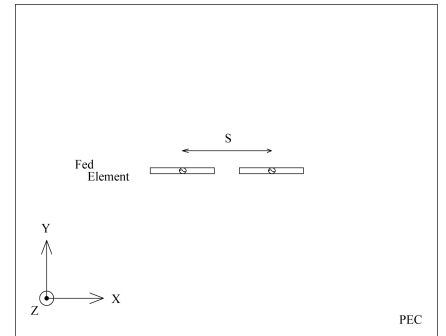
以下に、各モデルの構成図を再掲し、その推移を確認する。



モデル 1F（1 行 1 列）



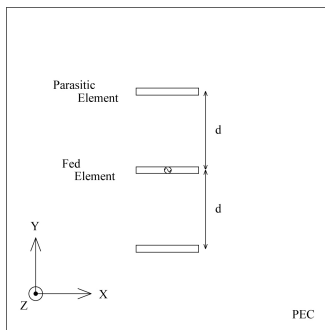
E 面方向：本数増加



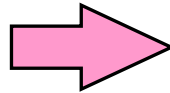
モデル 2F（1 行 2 列）



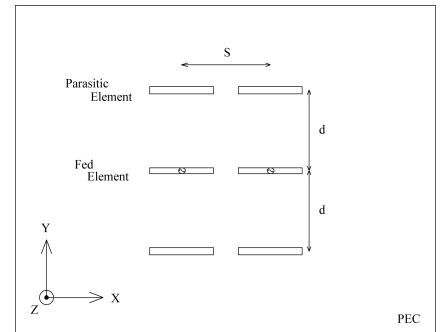
H 面方向：挿入



モデル 1F2P（3 行 1 列）



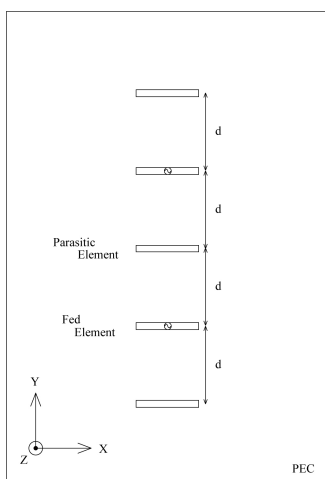
E 面方向：本数増加



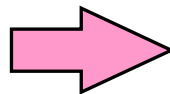
モデル 2F4P（3 行 2 列）



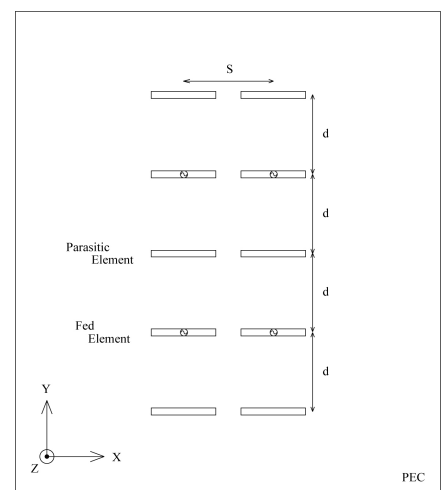
H 面方向：本数増加



モデル 2F3P（5 行 1 列）

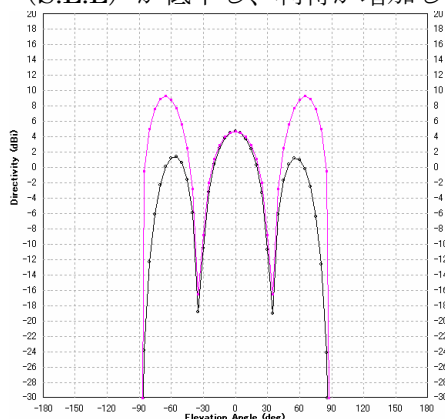


E 面方向：本数増加

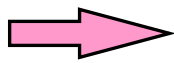


モデル 4F6P（5 行 2 列）

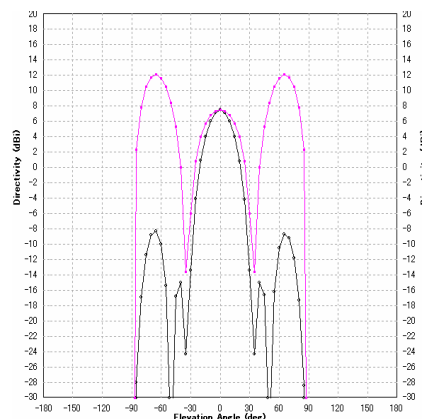
以下、各モデルのパターンを追加、再掲し、その推移を確認する ( $h=0.60\lambda$ 、 $S=0.65\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )。  
 推移を確認する為なので、高さ  $h$  は最適化していない。主に、素子を増やした面に対しサイドローブレベル (S.L.L) が低下し、利得が増加している事が分かる。



モデル 1F (1 行 1 列) 4.6dBi  
 E 面 S.L.L=1.4dBi, H 面 S.L.L=9.2dBi



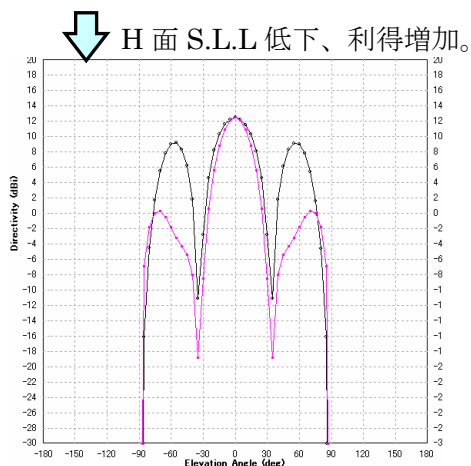
E 面 S.L.L 低下、利得増加。



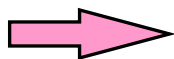
モデル 2F (1 行 2 列) 7.5dBi  
 E 面 |S.L.L|=15.8dB, H 面 S.L.L=12.0dBi  
 $h=0.60\lambda$  時、 $S=0.65\lambda$  で利得最大。



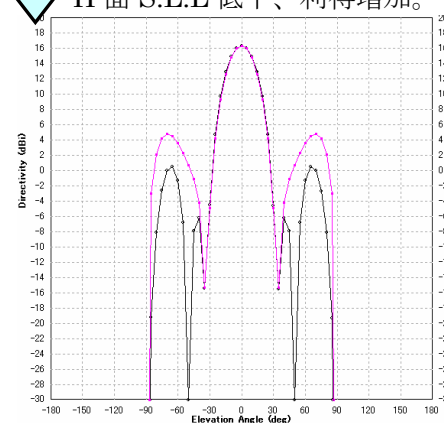
H 面 S.L.L 低下、利得増加。



モデル 1F2P (3 行 1 列) 12.4dBi  
 E 面 |S.L.L|=3.3dB, H 面 |S.L.L|=12.2dB  
 $h=0.60\lambda$  時、 $d=0.60\lambda$  で利得最大。



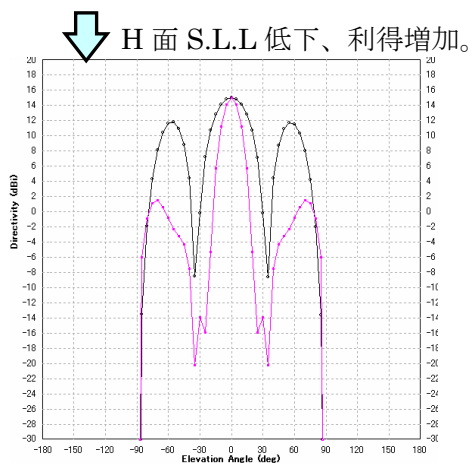
E 面 S.L.L 低下、利得増加。



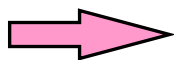
モデル 2F4P (3 行 2 列) 16.3dBi  
 E 面 |S.L.L|=15.9dB, H 面 |S.L.L|=11.5dB  
 $h=0.60\lambda$  時、 $S=0.65\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$  で利得最大。



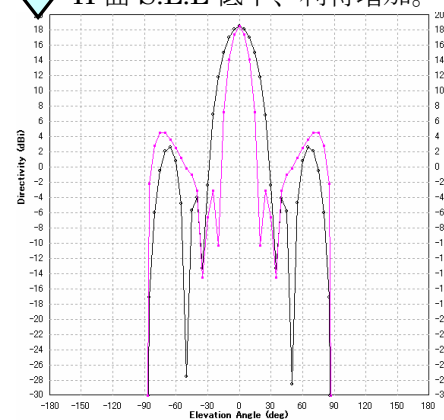
H 面 S.L.L 低下、利得増加。



モデル 2F3P (5 行 1 列) 15.0dBi  
 E 面 |S.L.L|=3.3dB  
 H 面 |S.L.L|=13.6dB  
 $h=0.60\lambda$  時、 $d=0.60\lambda$  で利得最大。



E 面 S.L.L 低下、利得増加。



モデル 4F6P (5 行 2 列) 18.4dBi  
 E 面 |S.L.L|=15.9dB  
 H 面 |S.L.L|=14.0dB  
 $h=0.60\lambda$  時、 $S=0.65\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$  で利得最大。

#### (8) モデル 4F6P (5 行 2 列) のまとめ

モデル 4F6P は、単素子であるモデル 1F から始まり、E 面のサイドローブを抑え、利得を増やすためのモデル 2F、H 面のサイドローブを抑え、利得を増やすための 1F2P モデル、2F3P モデル、そして、更に E 面、H 面に素子数を増やしても、引き続き、同様の効果を得られる事を確認した 2F4P モデルのまとめとして行なわれた。

結果、モデル 4F6P は、E 面、H 面のサイドローブレベルを 14dB 以上抑え、尚且つ素子本数から求められる利得の理論値 18.2dBi 以上の利得を得る事確認でき、無給電素子をアレー化して、アレーアンテナとして使用できる事を示した。

モデル 4F6P の最大利得は、 $h=0.56\lambda$ 、 $S=0.65\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$  で得られる 18.9dBi であり、その時のサイドローブレベルは、E 面において  $|S.L.L|=11.8\text{dB}$ 、H 面において  $|S.L.L|=18.1\text{dB}$  である。

また、最大利得付近で、最もサイドローブが抑えられた時の最大利得は、 $h=0.58\lambda$ 、 $S=0.60\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$  で得られる 18.6dBi であり、その時のサイドローブレベルは、E 面において  $|S.L.L|=15.3\text{dB}$ 、H 面において  $|S.L.L|=14.6\text{dB}$  である。

## 6.3 67%間引き給電型アレーアンテナの構成とシミュレーション結果

### 6.3.1 E, H面に給電4素子と無給電8素子を配置する場合 モデル 4F8P

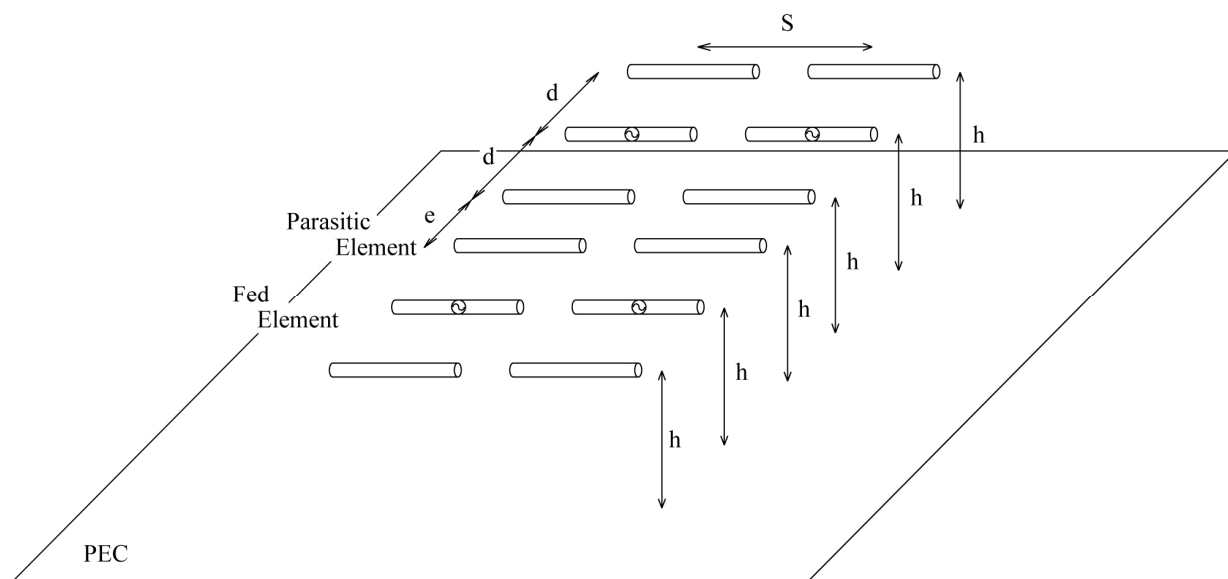
#### (1) 目的

モデル 4F8P (6 行 2 列) では、Y 軸方向である H 面方向における更なる無給電素子数の増加を目指す。このモデルは、間引き率 67% である。まず、電磁界的に見ると H 面のサイドローブが E 面に比べ大きい事により、更に無給電素子を加えてもアンテナとして動作する事が期待される。その為、給電素子と給電素子の間に 1 つの無給電素子だけでなく、2 つの無給電素子を挿入する事を考える。これにより、利得向上以外のもう一つのメリットが生まれる。つまり、モデル 1F2P (3 行 1 列) を 1 つの独立ユニットとして捉える事ができ、設計の自由度が格段に上がる事になる。ここでは、モデル 1F2P (3 行 1 列) を 4 ユニット使い、X 軸方向、Y 軸方向にアレー化したモデルである、モデル 4F8P (6 行 2 列) について検証する。

E 面における電磁界については、モデル 4F6P (5 行 2 列) と同様に考えられる。つまり、モデル 2S (1 行 2 列) で示された様に、無給電素子の配置場所を X 軸方向である E 面方向にする事により、E 面方向のサイドローブが抑えられる。H 面においては、モデル 2F3P (5 行 1 列) で示された様に、無給電素子の配置場所を Y 軸方向である H 面方向にする事により、利得が向上した現象と同様の事が起こると思われる。しかしながら、無給電素子が給電素子間に 2 本もあるので、電磁界的に相互結合をし、電流が無給電素子に乗る為には、モデル 4F6P (5 行 2 列) 以上に配置の最適化が難しくなる事は容易に想像できる。

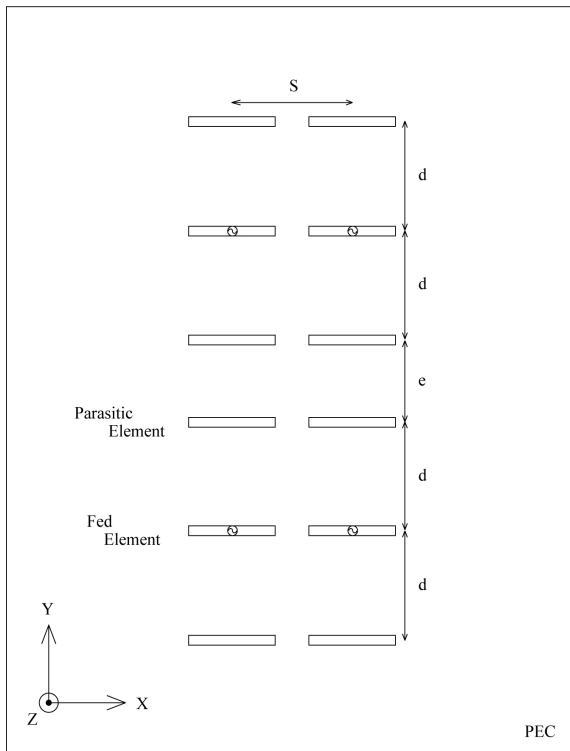
#### (2) アンテナ構成

モデル 4F8P (6 行 2 列) の構成を図 6.61 に示す。モデル 4F8P は、給電素子 4 本、無給電素子 8 本を反射板に対し、全ての素子の高さは同じ高さとし、アンテナ素子が同一平面となるように構成したアレーアンテナである。モデル 1F2P を 1 ユニットとして考える為、Y 軸方向である H 面方向のユニット間の、ユニット間隔  $e$  を新たなパラメータとして導入する。

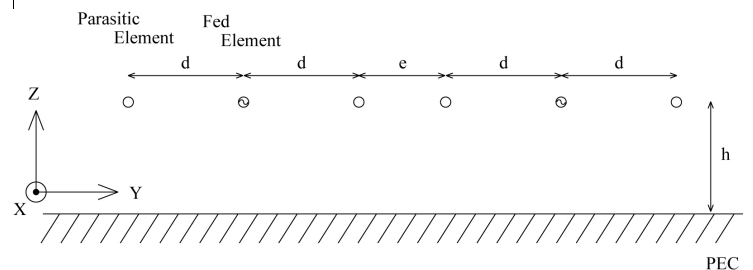


(a) 全体図





(b) 上面図



(c) 側面図

図 6.61 モデル 4F8P 構成図

### (3) 素子間隔 $S$ (X 軸方向) による変化

モデル 1F2P を 1 ユニットとして捉えると、高さ  $h$  については、これまでのシミュレーションにより、 $h=0.56\lambda$  が最適値である事が分かっている。また、素子間隔  $d$  においても、 $d=0.60\lambda$  が最適値である事がわかっている。素子間隔  $S$  については、本構成は、モデル 2S、モデル 2F4P、モデル 4F6P と同類なので、 $S=0.65\lambda$  であると思われるが、構成が少しでも変われば、わずかに変化する可能性があるので、確認の意味で検証する。以上より、各パラメータについて次のように決める。まず、高さ  $h=0.56\lambda$  で固定し、更に、素子間隔  $d=0.60\lambda$  で固定する。その状態で、モデル 1F2P のユニット同士の X 軸方向である E 面方向の間隔  $S$  を変化させる（高さ  $h$ 、素子間隔  $d$ 、ユニット間隔  $e$  固定。 $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $e=0.50\lambda$ ）。

放射パターンの変化は、図 6.62 (a) ~ (c) のようになる。また、素子間隔  $S$  と利得の関係は図 6.63、素子間隔  $S$  とサイドローブとの関係は図 6.64 となる。E 面における第一サイドローブと第二サイドローブに注目すると、 $S=0.60\lambda$  においては、第一サイドローブが高い。 $S=0.65\lambda$  においては、第一サイドローブと第二サイドローブのバランスが取れている。 $S=0.70\lambda$  においては、第二サイドローブが高くなっている。つまり、第一サイドローブと第二サイドローブのバランスがとれている時、つまり、一番サイドローブが抑えられている時に利得が最大となっている。これはモデル 1F2P の時の原理と同様と思われる。

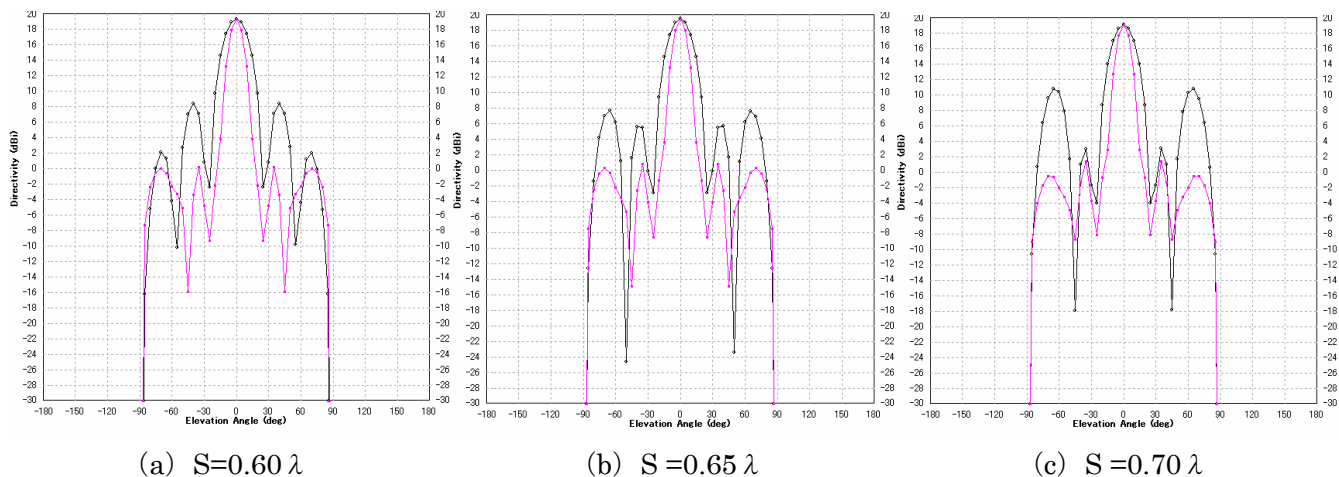


図 6.62 放射パターン

( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )

(高さ  $h$ 、素子間隔  $d$ 、ユニット間隔  $e$  固定。  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $e=0.50\lambda$ )

表 6.18 モデル 4F8P における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ 、素子間隔  $d$ 、ユニット間隔  $e$  固定。  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $e=0.50\lambda$ )

$S$	$S$	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.60	31.03	19.30	10.97	19.18
0.65	33.62	19.41	11.76	18.67
0.70	36.21	19.09	8.33	17.77

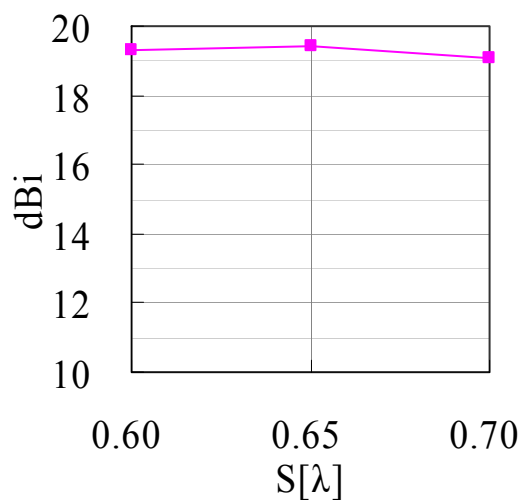


図 6.63 モデル 4F8P における素子間隔  $S$  と指向性利得

(高さ  $h$ 、素子間隔  $d$ 、ユニット間隔  $e$  固定。  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $e=0.50\lambda$ )

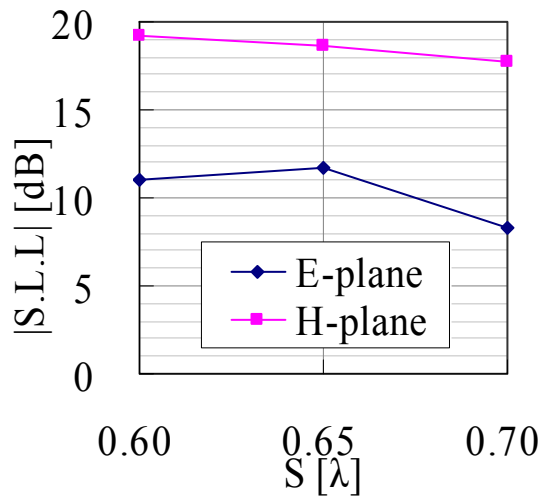


図 6.64 モデル 4F8P における素子間隔  $S$  とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ 、素子間隔  $d$ 、ユニット間隔  $e$  固定。  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $e=0.50\lambda$ )

以上より、モデル 4F8P において  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $e=0.50\lambda$  とした時、素子間隔  $S$  はモデル 2S、モデル 2F4P、モデル 4F6P と同様に、 $S=0.65\lambda$  が最適値である。

#### (4) ユニット間隔 $e$ (Y 軸方向) による変化

(3) と同様の理由で、高さ  $h=0.56\lambda$  で固定し、更に、素子間隔  $d=0.60\lambda$  で固定する。素子間隔  $S$  は  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $e=0.50\lambda$  とした時の最適値である  $S=0.65\lambda$  で固定する。その状態で、モデル 1F2P のユニット同士の Y 軸方向である H 面方向のユニットの間隔  $e$  を変化させる (高さ  $h$ 、素子間隔  $d, S$  固定。  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $S=0.65\lambda$ )。

放射パターンの変化は、図 6.65 (a) ~ (e) の様になる。また、素子間隔  $e$  と利得の関係は図 6.66、素子間隔  $e$  とサイドローブの関係は図 6.67 となる。ユニット間隔  $e$  を変化させているので、E 面におけるサイドローブはと第二サイドローブに注目すると、 $S=0.60\lambda$  においては、第一サイドローブが高い。 $S=0.65\lambda$  においては、第一サイドローブと第二サイドローブのバランスが取れている。 $S=0.70\lambda$  においては、第二サイドローブが高くなっている。つまり、第一サイドローブと第二サイドローブのバランスがとれている時、つまり、一番サイドローブが抑えられている時に利得が最大となっている。

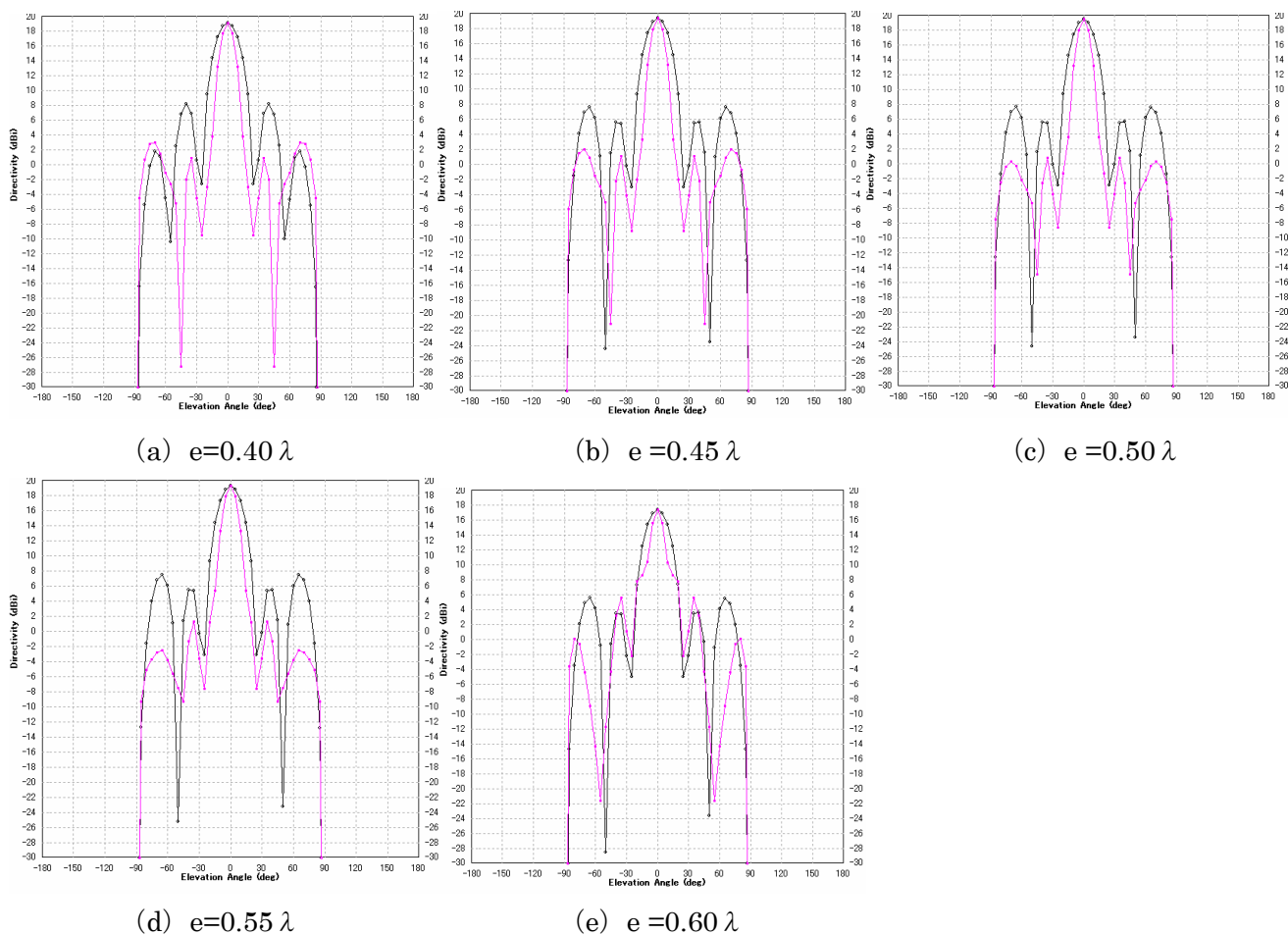


図 6.65 放射パターン

( E 面 : 黒線    H 面 : 赤線 )

(高さ  $h$ 、素子間隔  $d, S$  固定。  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $S=0.65\lambda$ )

表 6.19 モデル 4F8P のユニット間隔  $e$  における利得とサイドローブレベル

(高さ  $h$ 、素子間隔  $d, S$  固定。  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $S=0.65\lambda$ )

$e$	$e$	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
[ $\lambda$ ]	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.40	20.69	19.07	10.97	16.11
0.45	23.28	19.33	11.76	17.35
0.50	25.86	19.41	11.76	18.67
0.55	28.45	19.26	11.76	18.02
0.60	31.03	17.33	11.77	11.77

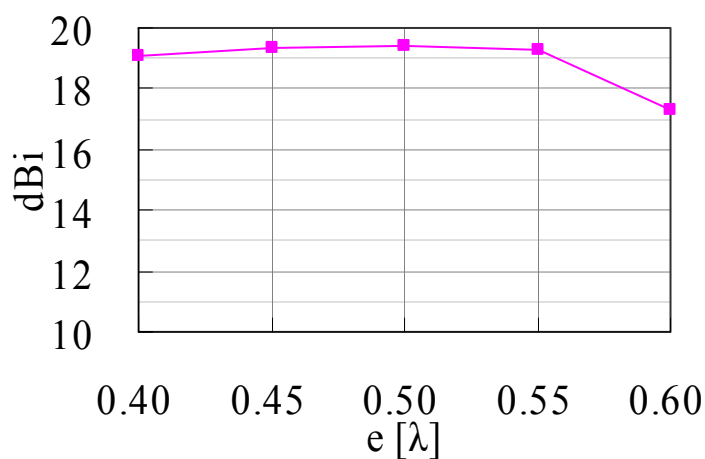


図 6.66 モデル 4F8P のユニット間隔  $e$  における利得  
(高さ  $h$ 、素子間隔  $d, S$  固定。  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $S=0.65\lambda$ )

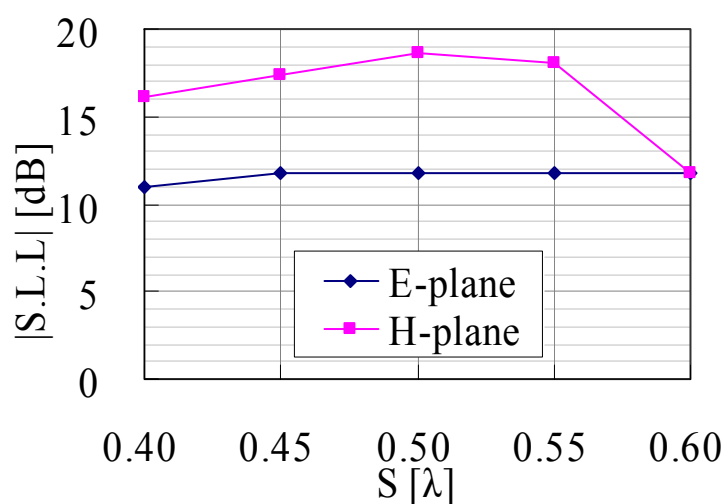


図 6.67 モデル 4F8P のユニット間隔  $e$  におけるサイドローブレベル  
(高さ  $h$ 、素子間隔  $d, S$  固定。  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ 、 $S=0.65\lambda$ )

以上より、無給電素子を給電素子間に 2 本挿入したモデル 4F8P においては、Y 軸方向である H 面方向の電磁界的相互結合が可能であるが、ユニット間の距離  $e$  を  $0.60\lambda$  ではなく、 $0.10\lambda$  近くした  $e=0.50\lambda$  が最適であると言える。H 面方向において、モデル 4F6P では給電素子 2 本に対し 1 本の無給電素子にエネルギーを与えていた構成に対し、モデル 4F8P では給電素子 1 本に対し、無給電素子 1 本にエネルギーを与える形となり、無給電素子に十分に電流を乗らせるためにユニット間の調整が必要となった為と思われる。

(5) 素子間隔  $S$  (X 軸方向) とユニット間隔  $e$  (Y 軸方向) による変化

以下、表 6.20, 図 6.68 に素子間隔  $S$  とユニット間隔  $e$  を変化させた時の利得を示す。上述したように、モデル 4F6P に比べ Y 軸方向である H 面方向の素子間隔が  $0.1\lambda$  短くなっている事が非常によく分かる。最大利得は  $S=0.65\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ ,  $e=0.50\lambda$ ,  $h=0.56\lambda$  の時の  $19.4\text{dBi}$  であり、素子数から求められる利得の理論値  $19.0\text{dBi}$  とほぼ一致している。

図 6.20 モデル 4F8P における高さ  $h=0.56\lambda$  における素子間隔  $S$ , ユニット間隔  $e$  と指向性利得の関係

Directivity [dBi]	$e$ [ $\lambda$ ]	0.40	0.45	0.50	0.55	0.60
$S$ [ $\lambda$ ]	$e$ [mm] $S$ [mm]	25.86	31.03	31.03	31.03	31.03
0.60	31.03	19.07	19.21	19.30	19.15	17.14
0.65	33.62	19.07	19.33	19.41	19.26	17.33
0.70	36.21	18.96	19.05	19.09	18.83	17.05

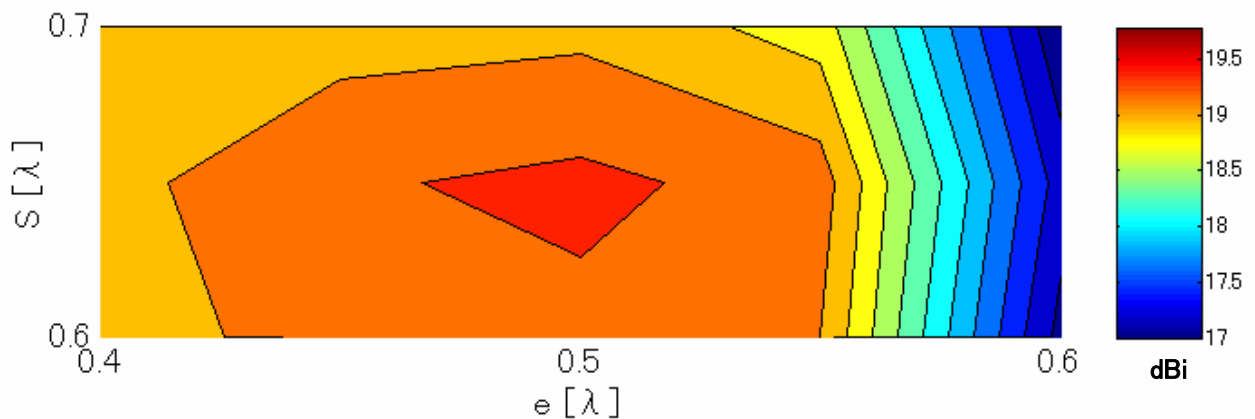


図 6.68 モデル 4F8P における高さ  $h=0.56\lambda$  における素子間隔  $S$  とユニット間隔  $e$  と指向性利得の関係図

(6) モデル 4F8P まとめ

Y 軸方向である H 面方向における給電素子間に無給電素子を 2 本装荷させたモデルである 4F8P において、最大利得は  $S=0.65\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ ,  $e=0.50\lambda$ ,  $h=0.56\lambda$  の時の  $19.4\text{dBi}$  であり、素子数から求められる利得の理論値  $19.0\text{dBi}$  とほぼ一致している。モデル 4F8P は 1F2P を 1 ユニットとして考える事ができる為、モデル 4F6P に比べて、アレー化の汎用性が利くという利点も持ち合わせている。それ故に、ユニット間の調整が必要である。

## 6.4 6 章まとめ

H 面において給電素子と給電素子の間に無給電素子装荷するモデルとしてモデル 1F2P を基本形とし、拡張し、検討し、シミュレーションを行なった。これまでにモデル 1F2P においては、給電素子と反射板と無給電素子による電磁界の振る舞いを確認した。以降、モデル 2F3P、モデル 2F0P、モデル 2F4P と拡張し、H 面、E 面方向へのアレーの増加に対する変化を確認し、最終的にモデル 4F6P において 1 つのアレーアンテナとして利得、サイドローブに関し適切な特性を得られた。このモデル 4F6P は 10 素子給電した利得を給電 4 素子と無給電 6 素子で得る間引き率 60%の間引き給電型アレーアンテナである。そして、12 素子給電した利得を給電 4 素子と無給電 8 素子で得る間引き率 67%の間引き給電型アレーアンテナのモデル 4F8P においては、設計の汎用性に耐えるためのモデル 1F2P を 1 ユニットと分割できるメリットを持っている、このモデルにおいて、67%の間引き率のアレーアンテナとしてシミュレーション検証し、適切な特性を得られた。

つまり、無給電素子が反射板上で給電素子同様アンテナとして動作する事がシミュレーション、実験を通して実証できた。また、全てのモデルにおいて、配置を最適化する事により、給電素子同様の利得を無給電素子に置き換えても得られる事が示せた。言い換えるならば、給電素子を無給電素子と反射板によって削減する事が可能である事を示せた。

原理的には、結合効果の影響を給電素子と無給電素子上の電流値として捉える事が出来た。電流値が分かると利得が計算出来るので、これにより、より直感的に結合効果の影響を確認する事が出来る。更に、サイドローブが、無給電素子により抑制されている事がわかった。つまり、無給電素子は、利得の向上だけでなく、サイドローブの抑制という 2 つの役割をしている。

## 第 7 章 60%間引き給電型アレーアンテナの製作と 実証実験

### 7.1 直接給電型ダイポールアンテナ

#### 7.1.1 直接給電型ダイポールアンテナの構成

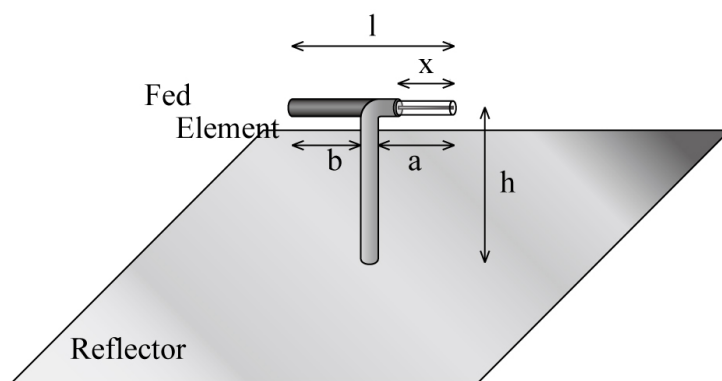


図 7.1 アンテナ構成図

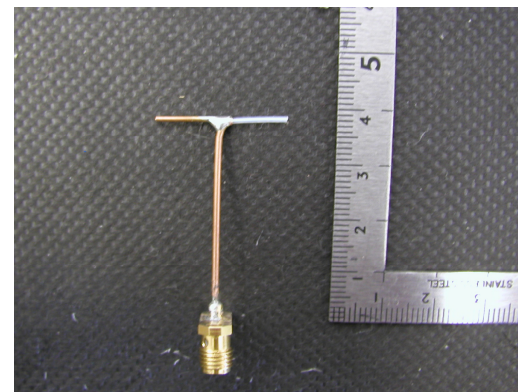


図 7.2 使用したアンテナ素子

5.8GHz での実験において使用するアンテナを図 7.1 に示し、実験に使用した素子を図 7.2 に示す。従来のダイポールアンテナは垂直部分の軸の真上で内部導体と外部導体が分岐している構造であるが、この直接給電型ダイポールアンテナは、内部導体と外部導体の分岐位置は中心から少しずらしてあり、同軸が直接アンテナ素子として動作する構造である。作成方法は、L 字型に折り曲げたセミリジッドケーブルの外部導体を、中央付近から剥ぎ取り内部導体部分  $x$  を露出させる。内部導体は銀メッキ銅鋼線でテフロンに覆われている。L 字型に折り曲げた所に銅線をはんだ付け、寄生部分  $b$  としてある。つまり、内部導体が  $x$ 、外部導体が  $(l-x)$  に当たる。このアンテナの特徴は作成しやすさとインピーダンスマッチングのし易さにある。 $x$  の長さを調整する事により容易にインピーダンスマッチングがとれる。セミリジッドケーブルには HUBER+SUHNER 社製の EZ\_47\_TP\_M17（特性インピーダンス  $50\Omega$ ）を、コネクタは同社の 25 SMA-50-1-4 を使用する。

表 7.1 に使用したケーブルの各パラメータを示す。

表 7.1 セミリジッドケーブル寸法表

ケーブル部位	材質	外径 [mm]
内部導体	銀メッキ銅鋼線	0.29
誘電体	テフロン	1.94
外部導体	スズメッキシームレス銅管	1.19
銅線	無垢銅	1



### 7.1.2 オフセット給電

上述した直接給電型ダイポールアンテナの利点であるインピーダンスマッチング方法について述べる。反射板付きダイポールアンテナにおいては、高さの変化によりインピーダンスが変化する。また、アレーアンテナの相互作用によってもインピーダンスが変化する。その為、容易にインピーダンスマッチングが出来るアンテナが本研究においては重要になる。直接給電型ダイポールアンテナは、内部導体  $x$  の長さを変えるだけで整合の調整が出来るので、非常に本研究に向いている。

同軸ケーブルの特性インピーダンスは  $50[\Omega]$  であるので、アンテナの入力インピーダンスは  $50[\Omega]$  に合わせる必要がある。自由空間においては、通常のダイポールの入力インピーダンスは高く  $73[\Omega]$  である。しかしながら、反射板を付ける事により、入力インピーダンスが変化する。そこで、給電位置を中央から移動する事により、入力インピーダンスを調整し  $50[\Omega]$  にする必要がある。これをオフセット給電という。

## 7.2 分配器 (パワーデバイダ)

分配器は、入力された電力を等しく同位相で出力するものである。本実験においては、モデル 2F3P において 2 分配の分配器、モデル 4F6P においては 4 分配の分配器を使用する。ここでは、モデル 4F6P において使用する 4 分配の分配器について説明する (図 7.3)。

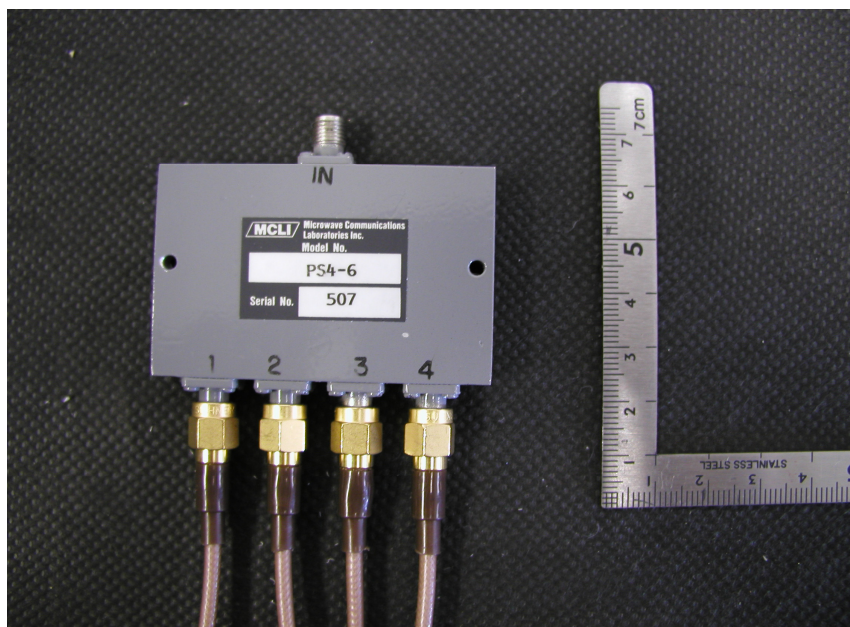


図 7.3 分配器と同軸ケーブル

分配器の役割としては、図 7.4 に示すように、電源側からマイクロ波が分配器に入力された後、分配器の 4 箇所のポートから 4 分割され、同電力、同位相、損失なしで出力される。その後、4 本の同軸ケーブルによっ

て、それぞれのアンテナ素子に接続される。

しかしながら、実際には分配器において位相差と損失が発生する。同様に、ケーブルにおいては、わずかな損失と位相差が生じる。ケーブルにおいては、同じ長さで製作する事により、同位相にしているが、周波数が 5.8GHz であるので、波長は 51.72mm である。その為、1mm の誤差が  $6.96^\circ$  のずれとなる。その為、製作は慎重に行なわれた。

次に、分配器とケーブルの位相調整が必要となる。位相調整は、分配器の位相差をケーブルの位相差で相殺するように行なわれた。以下、図 7.5 は分配器とケーブル含めた損失と位相差である。結果を表 7.2 に示す。

測定方法としては、入力側に電源からのケーブルを接続し、出力側は測定するポートに接続されたケーブルを測定し、他のポートは終端器（ダミー）で終端させた状態で測定した。

最大で位相差は  $14.3^\circ$  である。この程度の誤差はメインローブの利得には影響しない。しかしながら、サイドローブレベルにはわずかに影響してくる。しかしながら、全体への影響は軽微である。

この分配器は 4 分配であるので、電力が 1/4 となるその為、6dB の減衰として現れるはずであるが、分配器と同軸ケーブルの損失を含めた減衰が平均 6.84dB である。つまり、損失が 0.84dB ある。その為、アレーアンテナとして放射パターンを測定する時においては、アンテナ自体の特性を示すために、測定された利得に 0.84dB 加算した。

この事は 2 分配においても同様であり、2 分配においては電力が 1/2 となるので、3dB の減衰となるはずである。本実験で用いた 2 分配の分配器の損失平均は 1.06dB であるので、放射パターン測定時には 1.06dB 加算した。

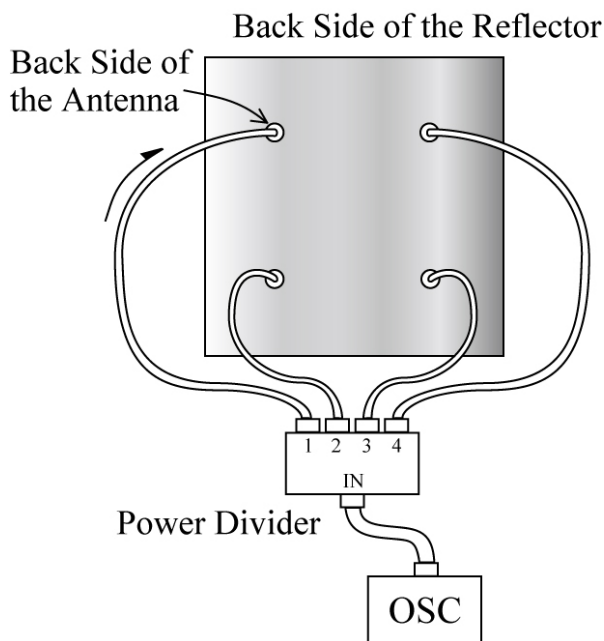
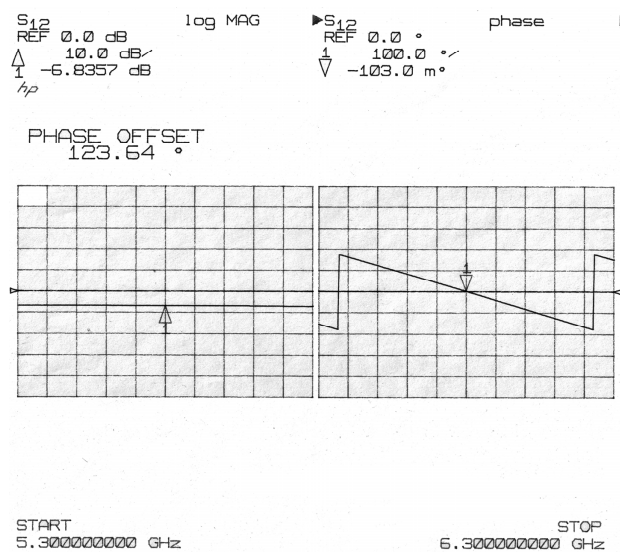
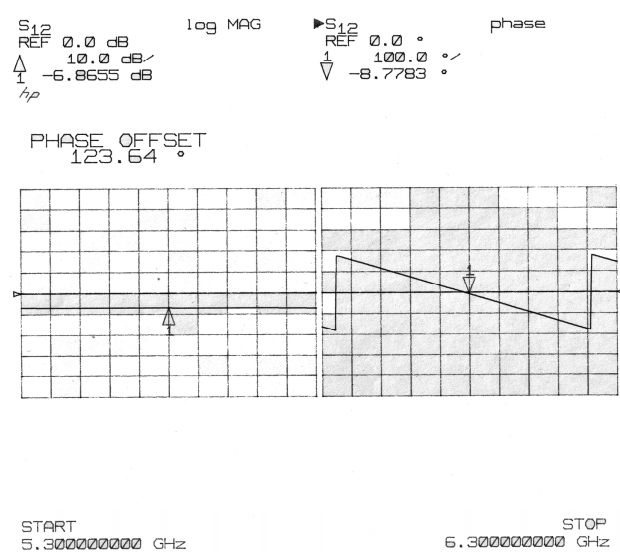


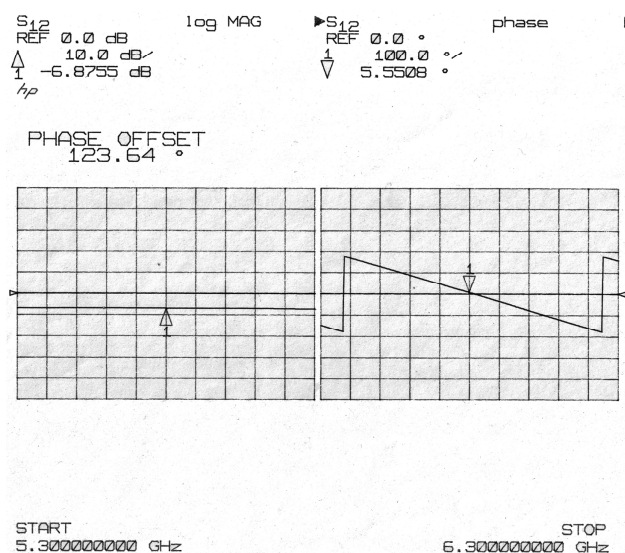
図 7.4 アレーアンテナへの接続図



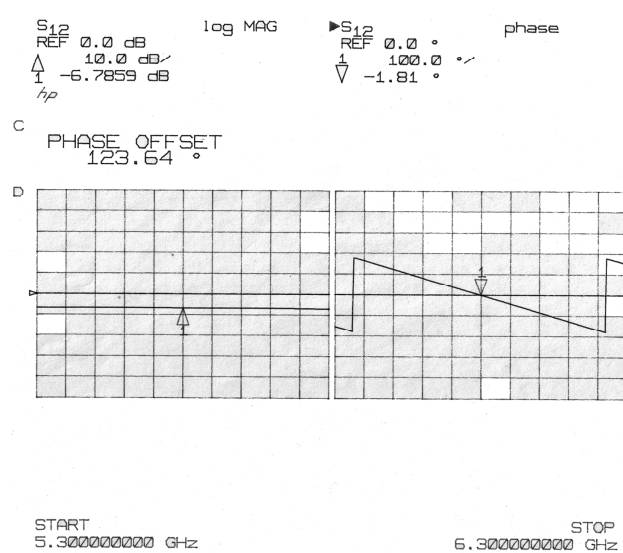
(a) port1



(b) port2



(a) port3



(b) port4

図 7.5 結合器とケーブルの間の通過特性

表 7.2 分配器とケーブルにおける減衰と位相差

Port番号	Loss [dB]	Phase [deg]
1	-6.84	-0.1
2	-6.87	-8.78
3	-6.88	5.55
4	-6.79	-1.81
平均値(差)	-6.84	-1.29
最大値(差)	-6.88	-14.33

## 7.3 実験構成

6章のシミュレーション結果を実験によって検証する。始めに、モデル 1F においてアンテナ素子自体のアンテナ特性を調べる。次にモデル 1F2P において無給電素子を H 面に装荷した場合の特性を確認する。次に、2F3P において、2 分配器を用いて給電素子を 2 つにし、H 面に素子を増やした際の特性を確認する。最後にモデル 4F6P において、4 分配器を用いて E 面に素子を増やした際の特性を確認する（図 7.6）。

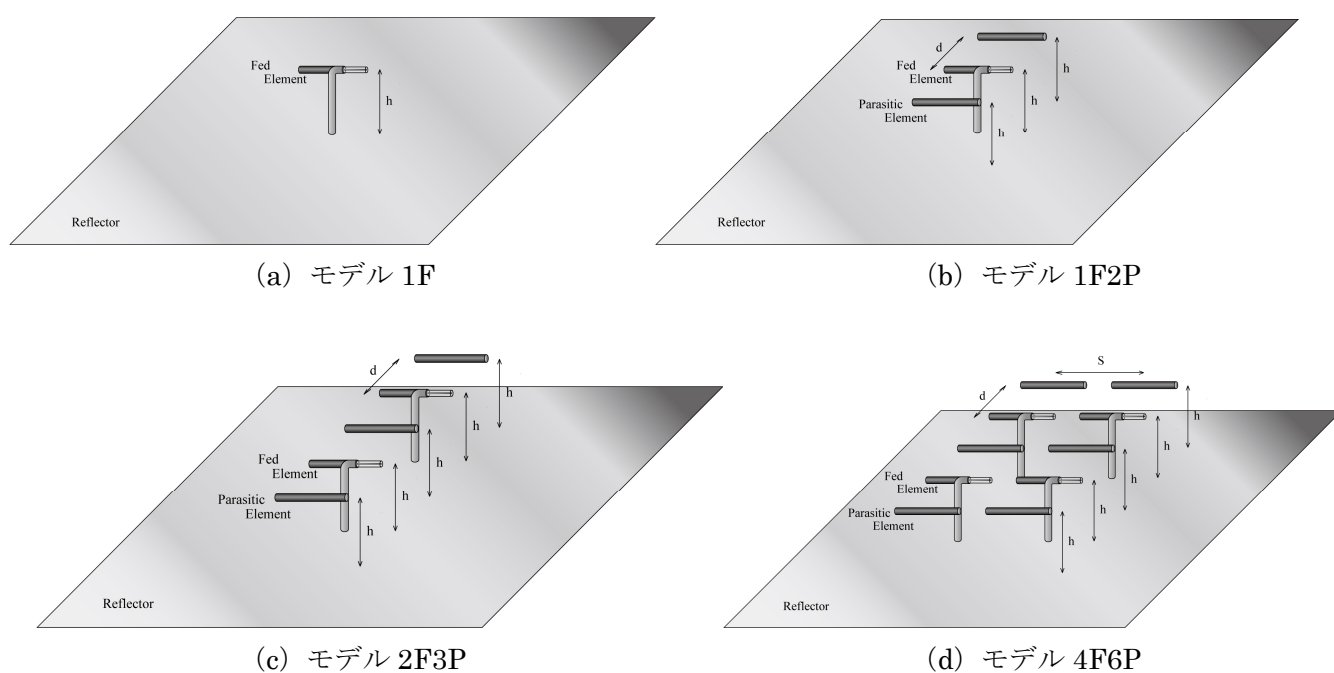


図 7.6 間引き給電型アレーアンテナ実験構成全図

## 7.4 60%間引き給電型アレーアンテナの構成と実験結果

### 7.4.1 単一給電素子の場合 モデル 1F

給電素子単独におけるシミュレーションで得られた結果と比較する。本実験においては、ダイポールアンテナとして、直接給電型のダイポールアンテナを使用する。その為、直接給電型ダイポールアンテナが以降の実験に際して適しているかを確認する必要がある。使用するモデルは 1F である。パラメータは  $h=0.63\lambda$  である。アンテナはアンテナ 1 とアンテナ 2 を使用する。周波数は、5.8GHz である。構成図を以下図 7.7 に、各パラメータを表 7.3 に示す。

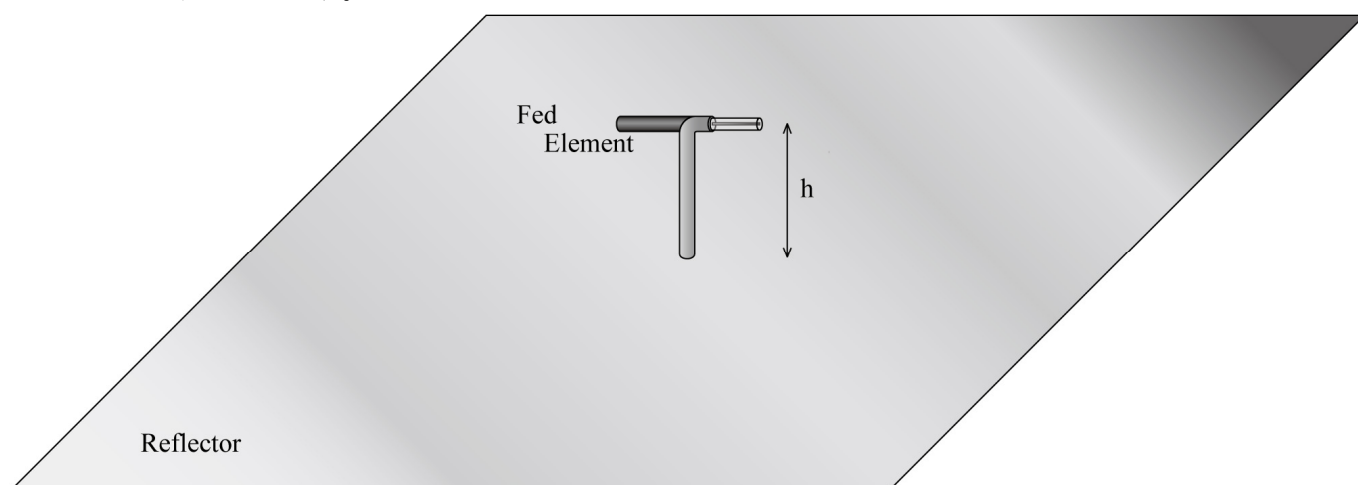


図 7.7 モデル 1F 構成図

表 7.3 アンテナ 1～4、反射板のパラメータ

	#1	#2	#3	#4
a [mm]	11.34	11.07	10.46	11.63
b [mm]	11.49	11.6	12.15	10.87
l [mm]	24.02	23.8	24.05	23.69
x [mm]	9.54	8.89	8.17	9.19
h [mm]	32.75	32.63	32.79	32.12
Frequency [GHz]	5.8			
$S_{11}$ [dB]	-22.23	-23.23	-14.75	-25.19
R [ $\Omega$ ]	-47.84	46.52	35.54	50.14
X [ $\Omega$ ]	-7.28	-5.63	-6.14	-5.52
Reflector [mm]	400 × 400			

本実験で使用したアンテナ 1、アンテナ 2 のリターンロスを図 7.8 に示す。アンテナ 3、アンテナ 4 についても同様なので、表 7.3 に掲載するに留める。放射パターン測定時において、アンテナ 1 は常に使用し、アンテナ 2 は給電素子を 2 素子以上用いる時、アンテナ 3、アンテナ 4 については、給電素子を 4 素子用いる時に使った。使用周波数 5.8GHz において、アンテナ 1、アンテナ 2 はそれぞれ  $-22.2\text{dB}$ 、 $-23.2\text{dB}$  であり、十

分に整合がとれている事が確認できる。リターンロス-10dBにおける比帯域幅は、帯域幅がそれぞれ 8.0 GHz、7.5GHz で、中心周波数が 5.8GHz なので、

$$\text{比帯域幅} = \frac{\text{帯域幅}}{\text{中心周波数}} \times 100$$

よって、アンテナ 1、アンテナ 2 の比帯域幅は、

$$\frac{8.0}{5.8} \times 100 \div 13.8 \% \quad , \quad \frac{7.5}{5.8} \times 100 \div 12.9 \%$$

である。比帯域幅も十分にとれていることがわかる。

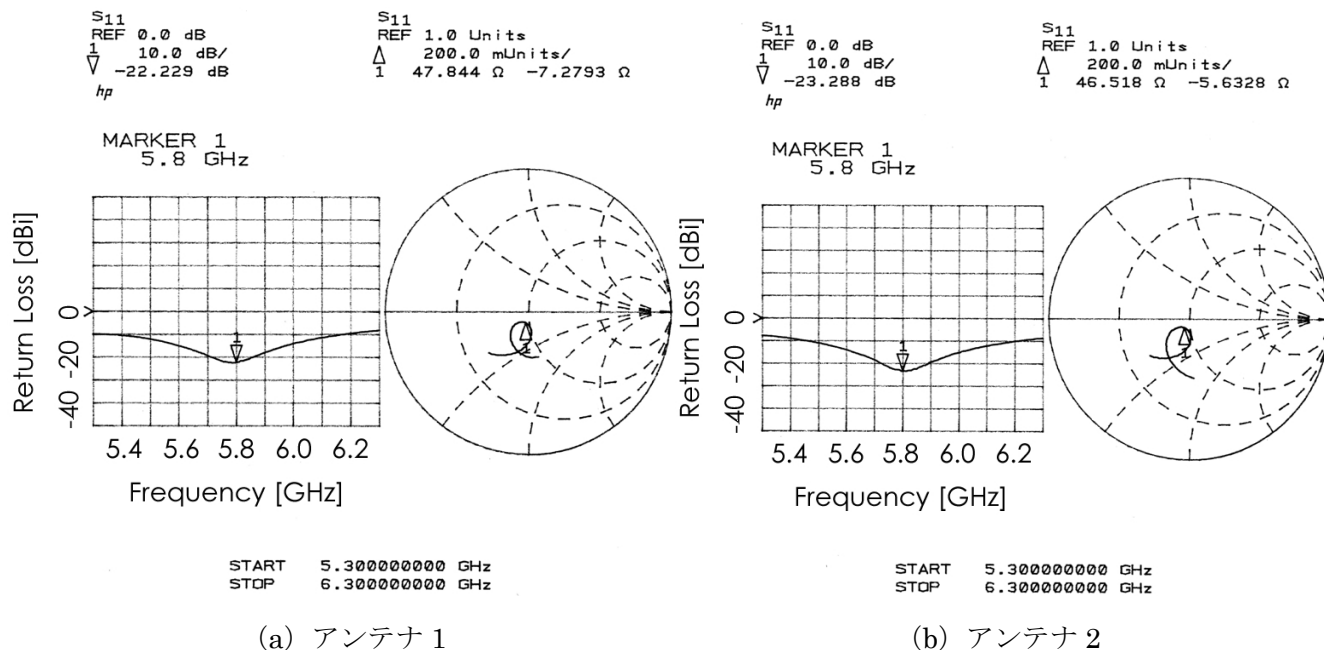


図 7.8 モデル 1F のリターンロス図

実験結果とシミュレーション結果の放射パターンを図 7.9 に示す。まず、アンテナ 1 について考察する。正面方向のローブの利得の実験値は 6.7dBi であり、シミュレーション値は 6.4dBi であるので、ほぼ一致していると言ってよい。E 面における半値幅は、実験値では 39.0° であり、シミュレーション値では 38.0° であるので、一致していると言ってよい。H 面における半値幅は、実験値では 45.5° であり、シミュレーション値では 43.0° であるのでほぼ一致している。サイドローブに関しては、E 面における実験値は -60.0° において -0.8dBi、57.0° において 3.8dBi であり、E 面におけるシミュレーション値は -58.5° において 0.9dBi であり、58.5° において 0.6dBi であり、H 面における実験値は -63.0° において 9.0dBi であり、65.5° において 8.9dBi であり、H 面におけるシミュレーション値は ±66.5° において 9.1dBi である。つまり、サイドローブレベルの誤差は最大で 3.1dB で、角度の誤差は最大で 3.5° であるので、サイドローブに関しても大体の一致をみせている。

次に、アンテナ 2 について考察する。正面方向のローブの利得の実験値は 6.6dBi であり、シミュレーション値は 6.4dBi であるので、一致していると言ってよい。E 面における半値幅は、実験値では 38.0° であり、シミュレーション値では 38.0° であるので、完全に一致している。H 面における半値幅は、実験値では 43.5° であり、シミュレーション値では 43.0° であるので一致していると言ってよい。サイドローブに関しては、E 面における実験値は -60.5° において 0.1dBi、54.0° において 3.1dBi であり、E 面におけるシミュレーショ

ン値は $-58.5^\circ$ において $0.9\text{dBi}$ であり、 $58.5^\circ$ において $0.6\text{dBi}$ であり、H面における実験値は $-65.0^\circ$ において $8.9\text{dBi}$ であり、 $63.0^\circ$ において $8.9\text{dBi}$ であり、H面におけるシミュレーション値は $\pm 66.5^\circ$ において $9.1\text{dBi}$ である。つまり、サイドローブレベルの誤差は最大で $2.5\text{dB}$ で、角度の誤差は最大で $4.5^\circ$ であるので、サイドローブに関しても大体の一致をみせている。

本実験では、直接給電型のダイポールアンテナを使用しているため、その影響がE面の $57^\circ$ のローブに現れている。しかしながら、その影響は少なく、また、アレー化する事によりその影響は更に低減されると思われるので、直接給電型のダイポールアンテナは本研究において、その製作の簡易さから適していると思われる。

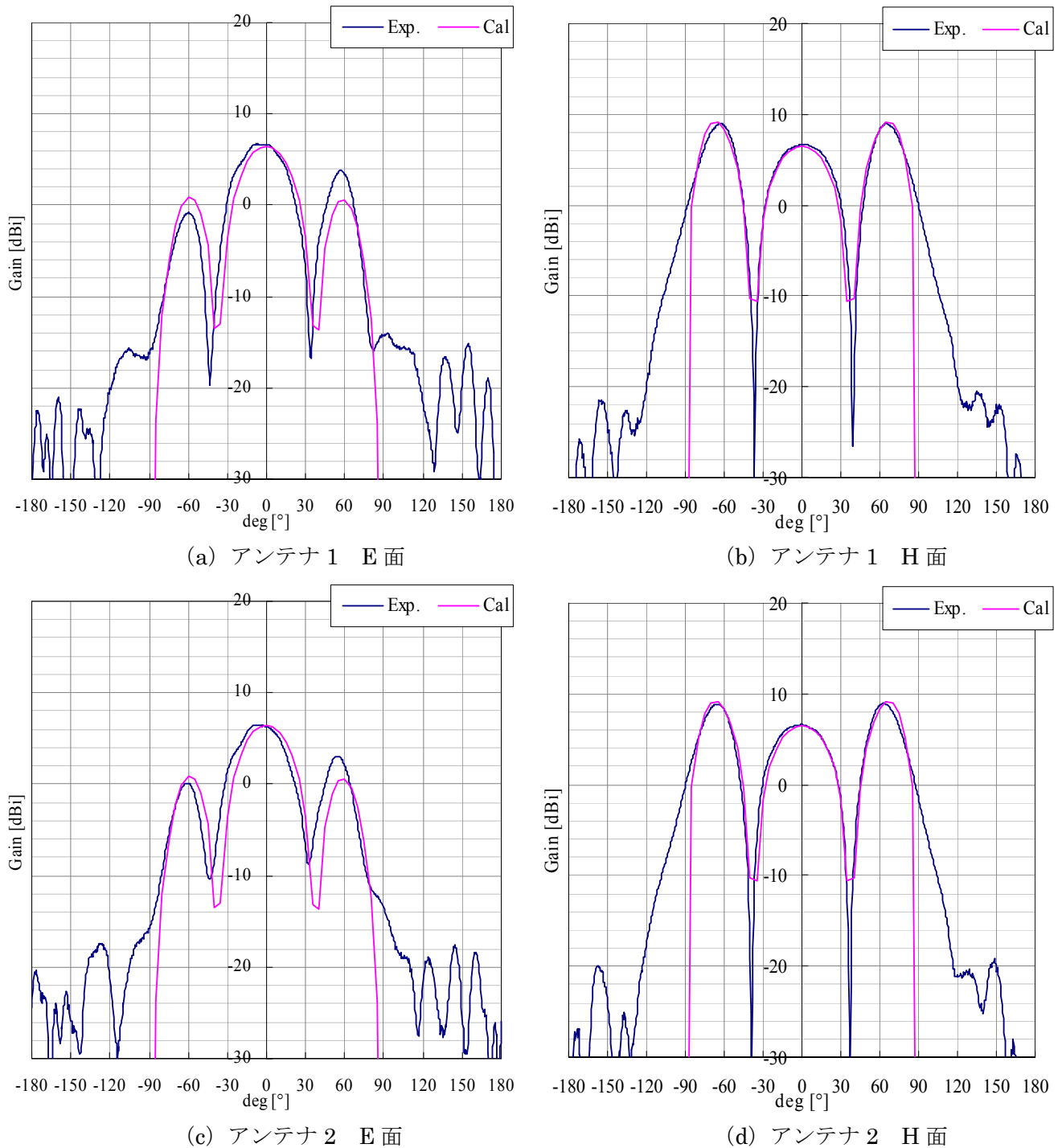


図 7.9 モデル 1F 放射パターン図

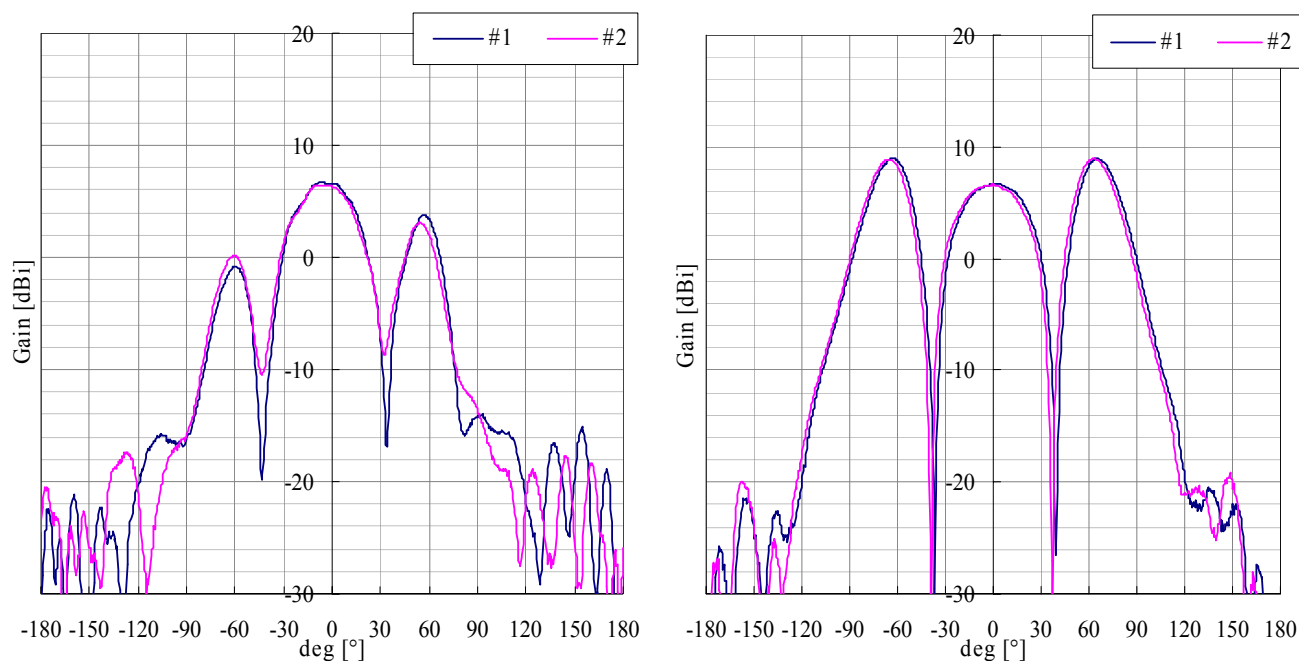


以上のまとめを表 7.4 に示す。また、アンテナ 1 とアンテナ 2 の作成精度の妥当性を確認する為に、図 7.10 にアンテナ 1 とアンテナ 2 の放射パターンを示す。非常に高精度で作られている事がわかる。

表 7.4 アンテナ 1, アンテナ 2 の各種値

	Front Lobe	BW, E	BW, H	SLL, E (Left)	SLL, E (Left)	SLL, E (Right)	SLL, E (Right)	SLL, H (Left)	SLL, H (Left)	SLL, H (Right)	SLL, H (Right)
	[dBi]	[deg]	[deg]	[deg]	[dBi]	[deg]	[dBi]	[deg]	[dBi]	[deg]	[dBi]
Cal	6.44	38.0 (-19~19)	43.0 (-21.5~21.5)	-58.5	0.85	58.5	0.62	-66.5	9.14	66.5	9.14
Exp: アンテナ1	6.70	39.0 (-23.5~15.5)	45.5 (-22~23.5)	-60.0	-0.82	57.0	3.77	-63.0	8.96	65.5	8.94
Exp: アンテナ2	6.60	38.0 (-24~14.0)	43.5 (-23.0~20.5)	-60.5	0.14	54.0	3.08	-65.0	8.87	63.0	8.94

\*シミュレーションにおける[dBi]は指向性利得である。



(a) E 面

(b) H 面

図 7.10 アンテナ 1 とアンテナ 2 によるモデル 1F 放射パターン図



## 7.4.2 H面に給電1素子と無給電2素子を配置する場合 モデル 1F2P

### (1) 目的

無給電素子が給電素子と反射板によって電磁波の相互結合が行なわれている事を実験的に検証する。つまり、無給電素子と給電素子と反射板との結合効果による電磁波の放射の実験的検証である。検証方法としては、シミュレーションで得られた結果と比較し、利得、パターンが一致する事を示す。使用するモデルは 1F2P である。また、 $h=0.63\lambda$  である。

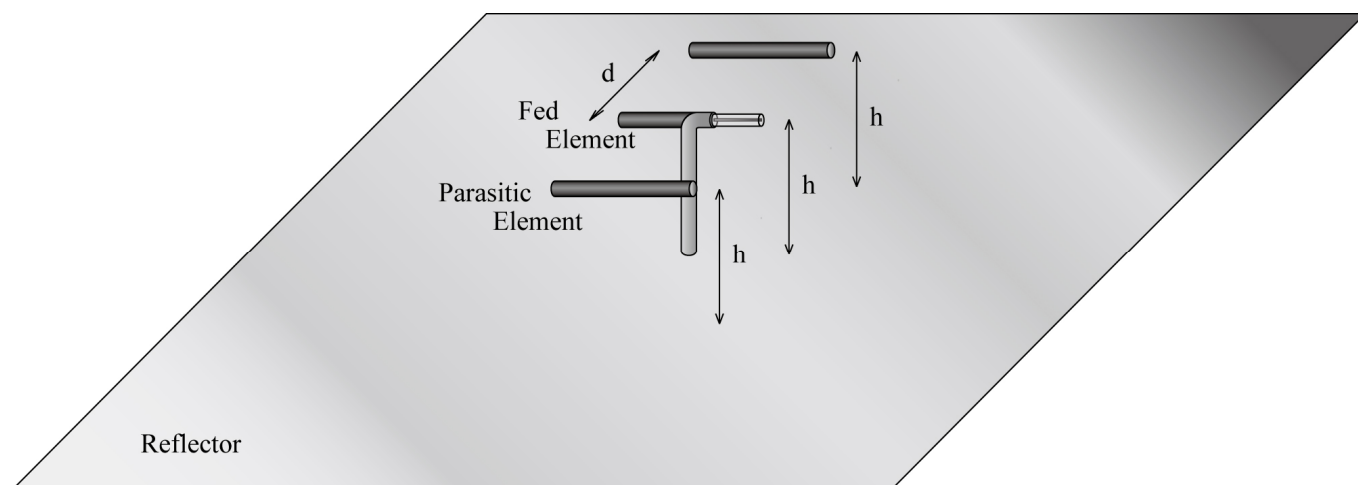
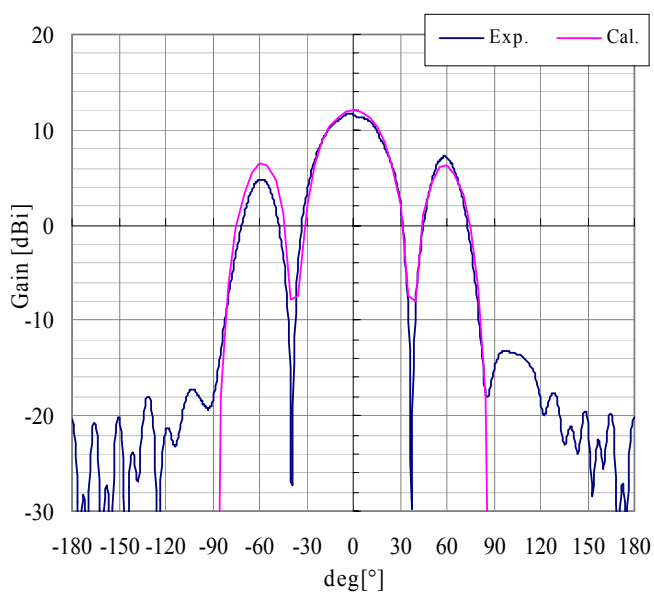


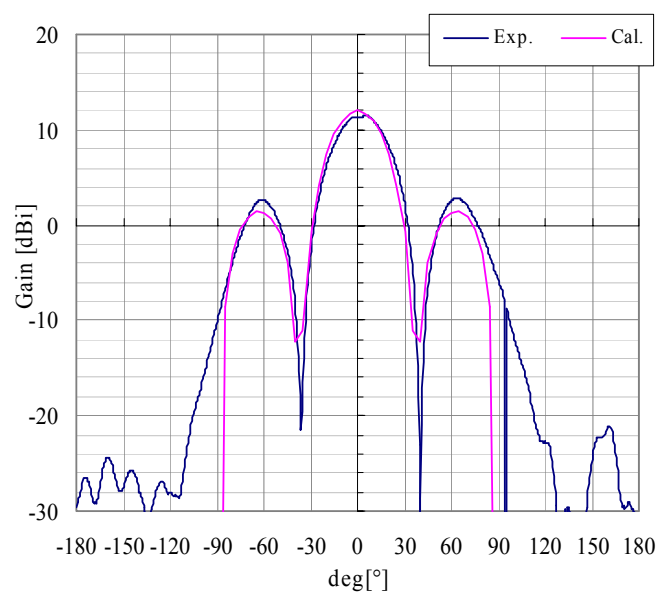
図 7.11 モデル 1F2P 構成図

### (2) 実験結果

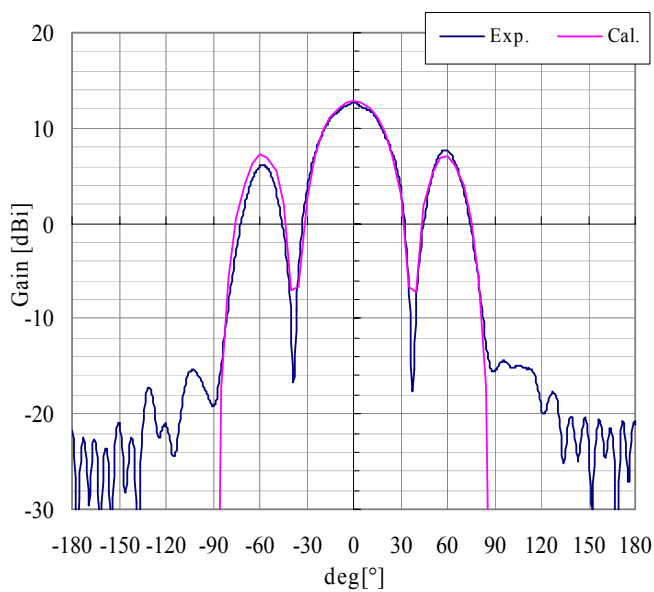
実験結果とシミュレーション結果のパターンを図 7.12、表 7.5 に示す。代表して  $d=0.60\lambda$  についてみていく。利得の実験値は 12.7dBi であり、シミュレーション値は 12.8dBi であるので、一致していると言ってよい。表 7.5 より、E 面における半値幅は、実験値では  $37.5^\circ$  であり、シミュレーション値では  $38.0^\circ$  であるので、一致していると言ってよい。H 面における半値幅は、実験値では  $31.0^\circ$  であり、シミュレーション値では  $30.0^\circ$  であるので一致していると言ってよい。サイドローブに関しては、E 面における実験値は  $-58.0^\circ$  において 6.1dBi、 $58.5^\circ$  において 7.7dBi であり、E 面におけるシミュレーション値は  $-58.5^\circ$  において 7.2dBi であり、 $58.5^\circ$  において 7.1dBi であり、H 面における実験値は  $-64.5^\circ$  において 4.1dBi であり、 $67.0^\circ$  において 3.7dBi であり、H 面におけるシミュレーション値は  $\pm 70.5^\circ$  において 2.3dBi である。つまり、サイドローブレベルの誤差は最大で 1.7dB で、角度の誤差は最大で E 面では  $0.5^\circ$  で、H 面は  $6.0^\circ$  であるので、サイドローブに関しても大体の一致をみせている。また、給電素子単独の時に直接給電による影響として現れていた E 面約  $55^\circ$  方向のローブは、アレー化する事により影響が少なくなっている。他、 $d=0.80\lambda$  以外の  $d=0.50\lambda$ 、 $0.70\lambda$  も同様にシミュレーションとほぼ一致した。しかしながら、全体の傾向として、H 面のサイドローブが実験では  $5^\circ$  程度中央よりである。



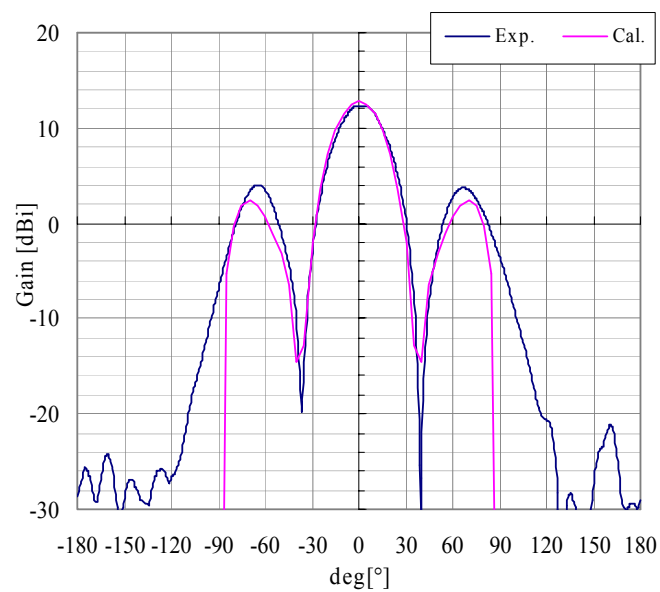
(a)  $d=0.50\lambda$  E 面



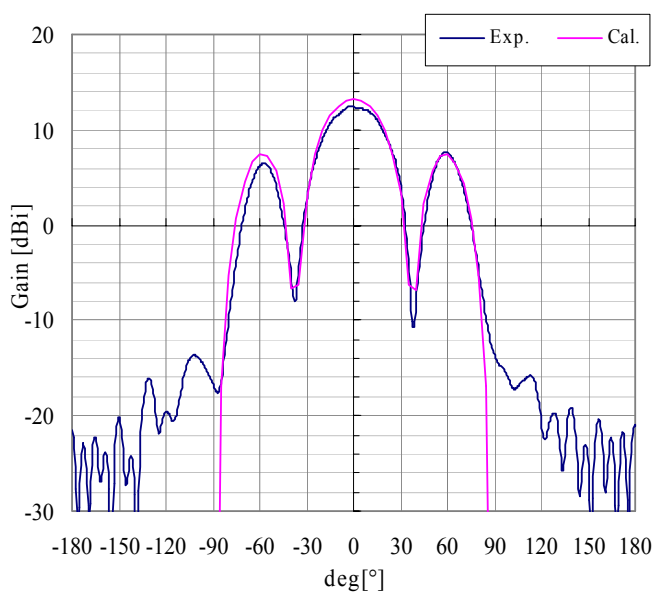
(b)  $d=0.50\lambda$  H 面



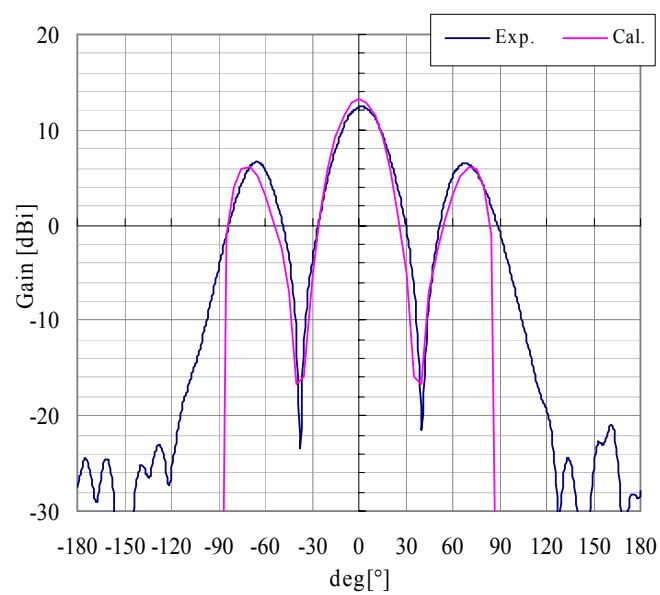
(c)  $d=0.60\lambda$  E 面



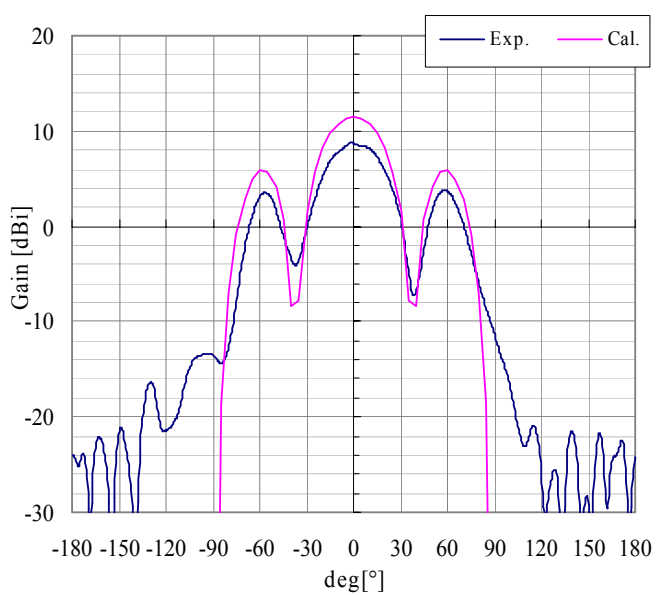
(d)  $d=0.60\lambda$  H 面



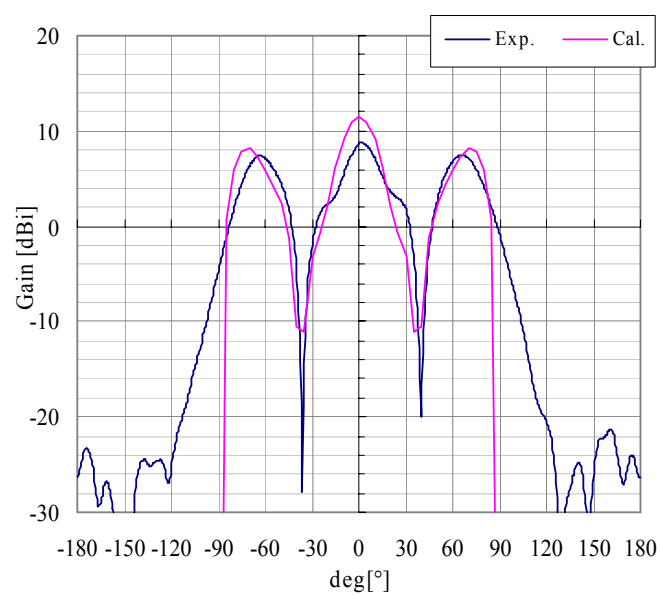
(e)  $d=0.70\lambda$  E 面



(f)  $d=0.70\lambda$  H 面



(g)  $d=0.80\lambda$  E 面



(h)  $d=0.80\lambda$  H 面

図 7.12 モデル 1F2P 放射パターン図

表 7.5 モデル 1F2P の素子間隔  $d$  と放射パターンの利得と角度  
(a) E-plane

Cal. E-plane									
$d$ [ $\lambda$ ]	Main Lobe [dBi]	Main Lobe [deg]	Side Lobe (Left) [dBi]	Side Lobe (Left) [deg]	S.L.L. (Left) [dB]	Side Lobe (Right) [dBi]	Side Lobe (Right) [deg]	S.L.L. (Right) [dB]	BW [deg]
0.50	12.03	0.0	6.46	-58.5	5.57	6.34	58.5	5.69	38.0 (-19.0~19.0)
0.60	12.82	0.0	7.21	-58.5	5.61	7.13	58.5	5.69	38.0 (-19.0~19.0)
0.70	13.18	0.0	7.55	-58.5	5.64	7.50	58.5	5.68	38.0 (-19.0~19.0)
0.80	11.54	0.0	5.88	-58.5	5.66	5.89	58.5	5.65	38.0 (-19.0~19.0)
Exp. E-plane									
$d$ [ $\lambda$ ]	Main Lobe [dBi]	Main Lobe [deg]	Side Lobe (Left) [dBi]	Side Lobe (Left) [deg]	S.L.L. (Left) [dB]	Side Lobe (Right) [dBi]	Side Lobe (Right) [deg]	S.L.L. (Right) [dB]	BW [deg]
0.50	11.76	-2.0	4.83	-59.0	6.92	7.17	58.5	4.58	38.0 (-20.0~18.0)
0.60	12.66	0.5	6.09	-58.0	6.56	7.72	58.5	4.94	37.5 (-19.0~18.5)
0.70	12.57	-2.0	6.49	-57.5	6.08	7.64	59.0	4.93	38.0 (-18.5~19.5)
0.80	8.77	-1.5	3.53	-56.5	5.24	3.80	58.0	4.97	38.0 (-18.0~20.0)

(b) H-plane

Cal. H-plane									
$d$ [ $\lambda$ ]	Main Lobe [dBi]	Main Lobe [deg]	Side Lobe (Left) [dBi]	Side Lobe (Left) [deg]	S.L.L. (Left) [dB]	Side Lobe (Right) [dBi]	Side Lobe (Right) [deg]	S.L.L. (Right) [dB]	BW [deg]
0.50	12.03	0.0	1.47	-63.5	10.56	1.47	63.5	10.56	32.0 (-16.0~16.0)
0.60	12.82	0.0	2.34	-70.5	10.48	2.34	70.5	10.48	30.0 (-15.0~15.0)
0.70	13.18	0.0	6.11	-71.5	7.08	6.11	71.5	7.08	26.0 (-13.0~13.0)
0.80	11.54	0.0	8.15	-71.5	3.39	8.15	71.5	3.39	22.0 (-11.0~11.0)
Exp. H-plane									
$d$ [ $\lambda$ ]	Main Lobe [dBi]	Main Lobe [deg]	Side Lobe (Left) [dBi]	Side Lobe (Left) [deg]	S.L.L. (Left) [dB]	Side Lobe (Right) [dBi]	Side Lobe (Right) [deg]	S.L.L. (Right) [dB]	BW [deg]
0.50	11.38	-2.0	2.62	-61.0	8.76	2.81	63.5	8.57	34.5 (-15.0~19.5)
0.60	12.26	-2.5	4.06	-64.5	8.20	3.74	67.0	8.53	31.0 (-14.0~17.0)
0.70	12.54	2.0	6.63	-65.5	5.90	6.46	68.0	6.07	26.0 (-11.5~14.5)
0.80	8.77	1.5	7.41	-63.5	1.36	7.50	66.0	1.28	22.5 (-9.0~13.5)

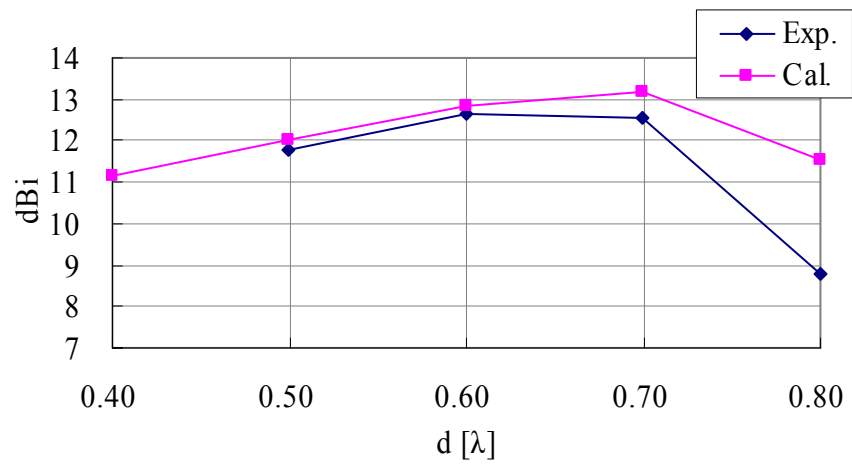
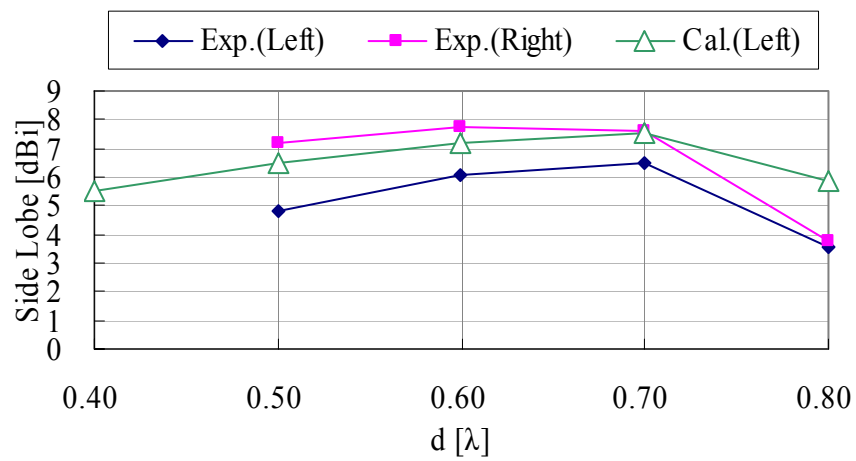
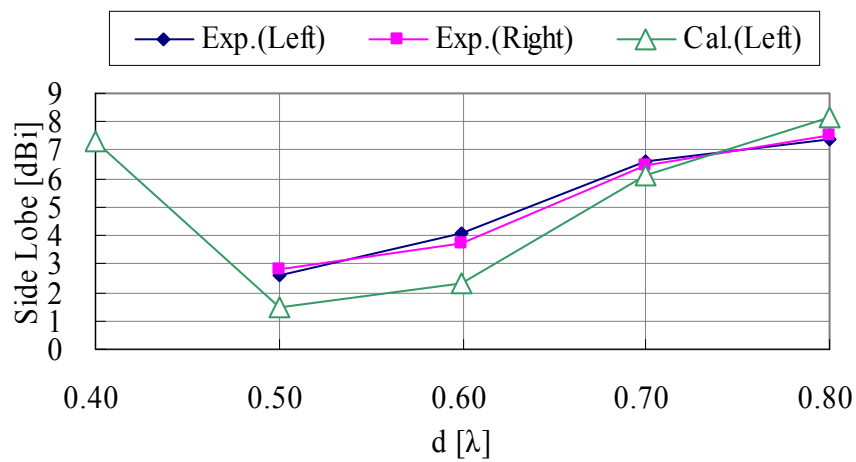


図 7.13 モデル 1F2P における素子間隔  $d$  と利得の比較  
(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )



(a) E 面



(b) H 面

図 7.14 モデル 1F2P における素子間隔  $d$  とサイドローブの比較  
(高さ  $h$  固定 :  $h=0.63\lambda$ )

### 7.4.3 H 面に給電 2 素子と無給電 3 素子を配置する場合 モデル 2F3P

#### (1) 目的

モデル 1F2P と同様に、モデル 2F3P を検証する。各パラメータは、 $d=0.60\lambda$ 、 $h=0.63\lambda$  である。給電が 2 素子以上になると、分配器（パワーデバイダ）が必要となる。

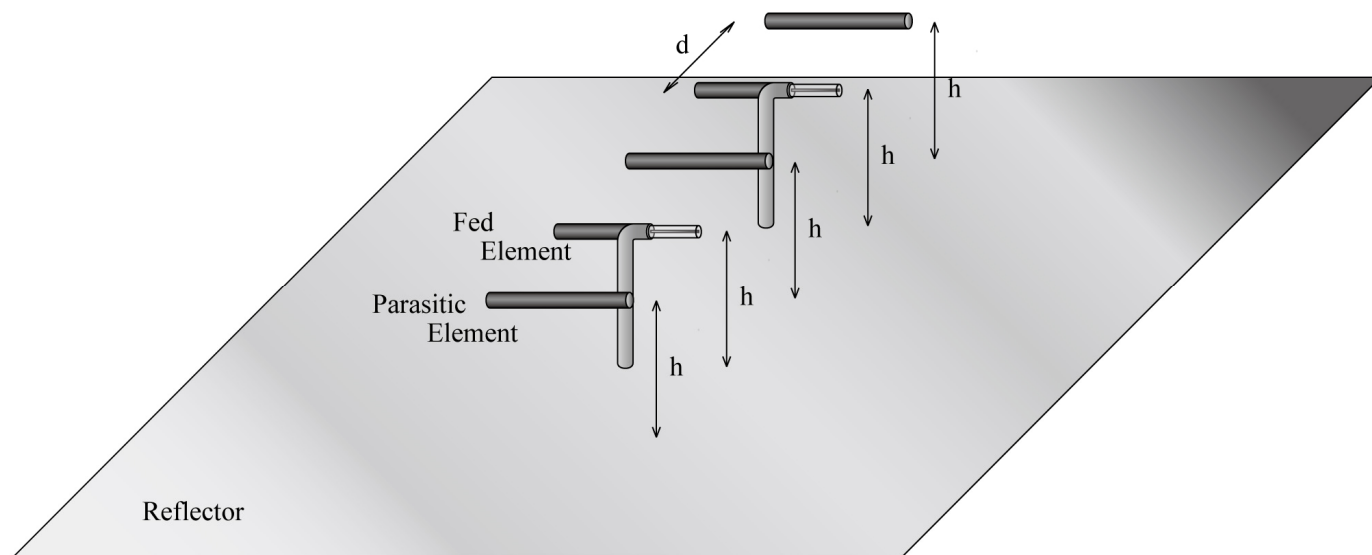
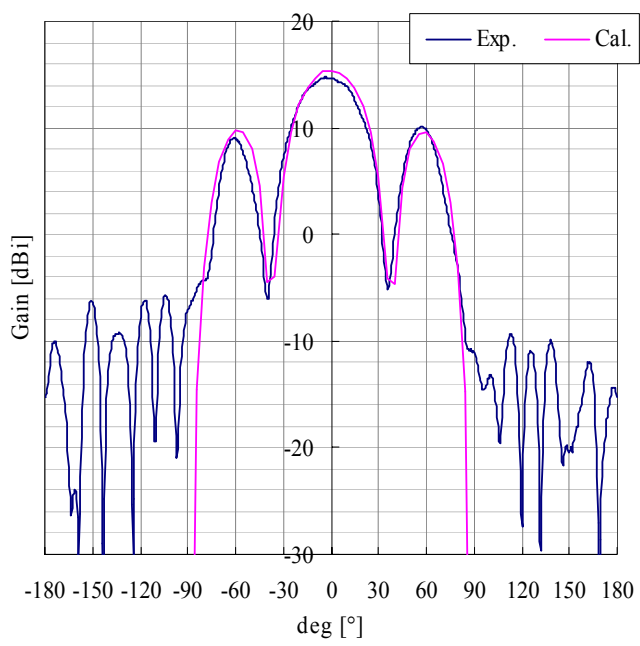


図 7.15 モデル 2F3P 構成図

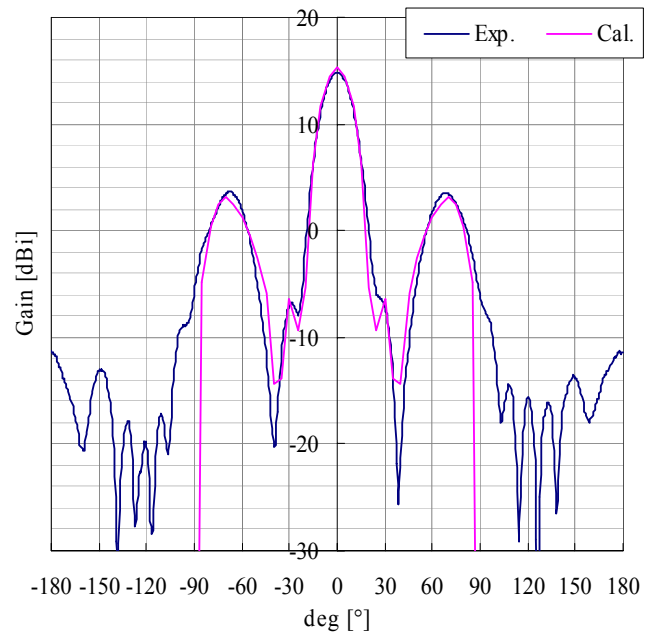
#### (2) 実験結果

パワーデバイダにおける、ロスは $-1.064\text{dB}$  である。アンテナの特性を見るために、このロス分を考慮し、測定した放射パターンの利得に加算してパターン図を書く必要がある。

実験結果とシミュレーション結果のパターン図を図 7.16 に示す。利得の実験値は  $14.7\text{dBi}$  であり、シミュレーション値は  $15.4\text{dBi}$  であるので、ほぼ一致している。E 面における半値幅は、実験値では  $38.5^\circ$  であり、シミュレーション値では  $38.6^\circ$  であるので、一致していると言ってよい。H 面における半値幅は、実験値では  $18.5^\circ$  であり、シミュレーション値では  $18.1^\circ$  であるので一致していると言ってよい。サイドローブに関しては、E 面における実験値は $-61.0^\circ$  において  $9.0\text{dBi}$ 、 $57.0^\circ$  において  $10.1\text{dBi}$  であり、E 面におけるシミュレーション値は $-58.5^\circ$  において  $9.8\text{dBi}$ 、 $58.5^\circ$  において  $9.7\text{dBi}$  であり、H 面における実験値は $-68.0^\circ$  において  $3.7\text{dBi}$  であり、 $68.5^\circ$  において  $3.5\text{dBi}$  であり、H 面におけるシミュレーション値は $\pm 70.5^\circ$  において  $3.0\text{dBi}$  である。つまり、サイドローブレベルの誤差は最大  $0.8\text{dB}$  で、角度の誤差は最大で  $2.5^\circ$  であるので、サイドローブに関しても大体の一致をみせている。また H 面のサイドローブが実験では  $5^\circ$  程度中央よりである。



(a) E 面



(b) H 面

図 7.16 モデル 2F3P 放射パターン図

#### 7.4.4 E, H 面に給電 4 素子と無給電 6 素子を配置する場合 モデル 4F6P

##### (1) 目的

60%間引き給電型アレーアンテナのモデル 4F6P の目的は、6 章 3 節のシミュレーションの時に述べた通り、である。ここでは、そのシミュレーションとの比較を行なう。具体的には、高さ  $h=0.58\lambda$  ,  $0.63\lambda$  におけるリターンロス、放射パターンにおいて検証する。また、このモデル 4F6P が利得、サイドローブレベル共に 1 つのアレーアンテナとして成立している事を実験的に実証する。

##### (2) アンテナ構成

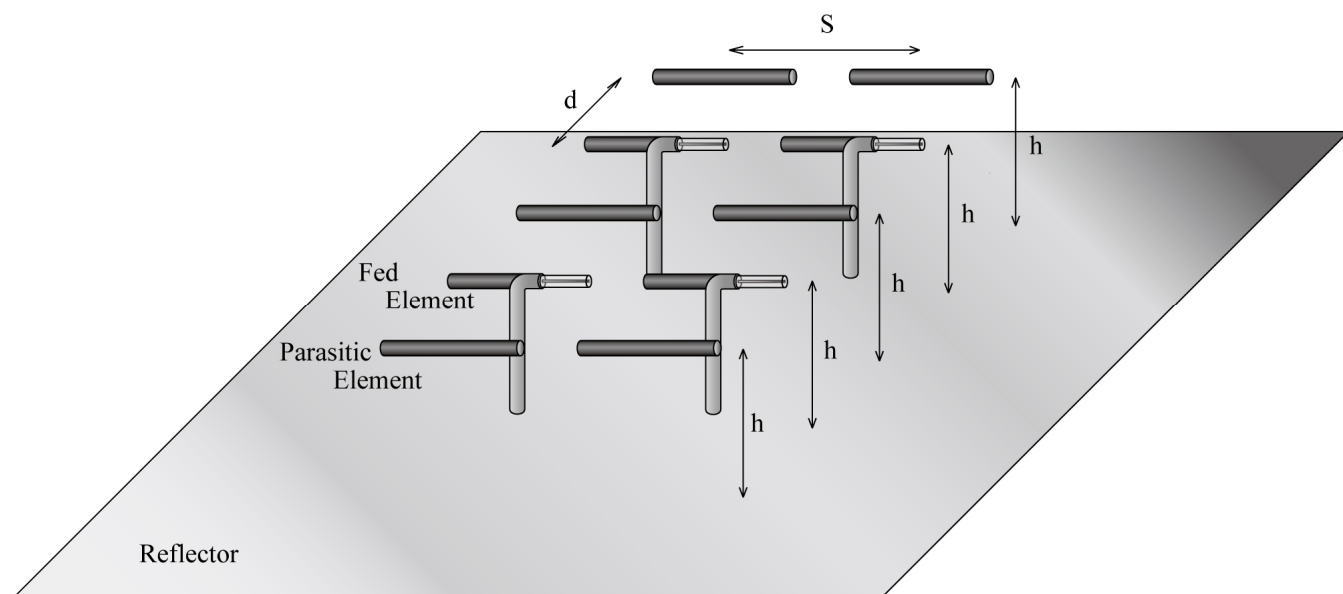


図 7.17 モデル 4F6P 構成図

給電素子 4 本と無給電素子 6 本の計 10 素子である。分配器により、4 分配され、それぞれの給電素子に給電されている。次に、使用したアンテナと分配器についての特性を示す。高さ  $h=0.63\lambda$  における各アンテナ素子のリターンロスを表 7.6 に再掲する。また表 7.7 に分配器の通過特性を再掲する。上述した通り、分配器のロスが  $-6\text{dB}$  以上あるので、アンテナの特性を見るために、分配器での損失平均  $0.84\text{dB}$  を測定したアンテナの利得に換算する。以後掲載するアンテナの利得は、この損失  $0.84\text{dB}$  を補償した値、つまり、加算後の値である。アンテナ単体の特性は 7.4.1 で述べた通りである。

表 7.6 各アンテナ素子単体の反射特性（再掲）

給電素子番号	S11 [dB]
#1	-21.46
#2	-23.02
#3	-14.75
#4	-25.19

表 7.7 分配器の通過特性（再掲）

Port 番号	Loss [dB]	Phase [°]
#1	-6.84	-0.10
#2	-6.87	-8.78
#3	-6.88	5.55
#4	-6.79	-1.81



### (3) 実験結果

次に、実際に測定する状態である、分配器に接続し、無給電素子を配置した状態でのリターンロスを図 7.18 に示す。高さ  $h=0.58\lambda$  において、 $-28.2\text{dB}$  のリターンロスがとれており、良く整合されている。また、高さ  $h=0.63\lambda$  において、 $-13.1\text{dB}$  のリターンロスがとれており、放射パターンをとるにあたって共に、十分な値と言える。

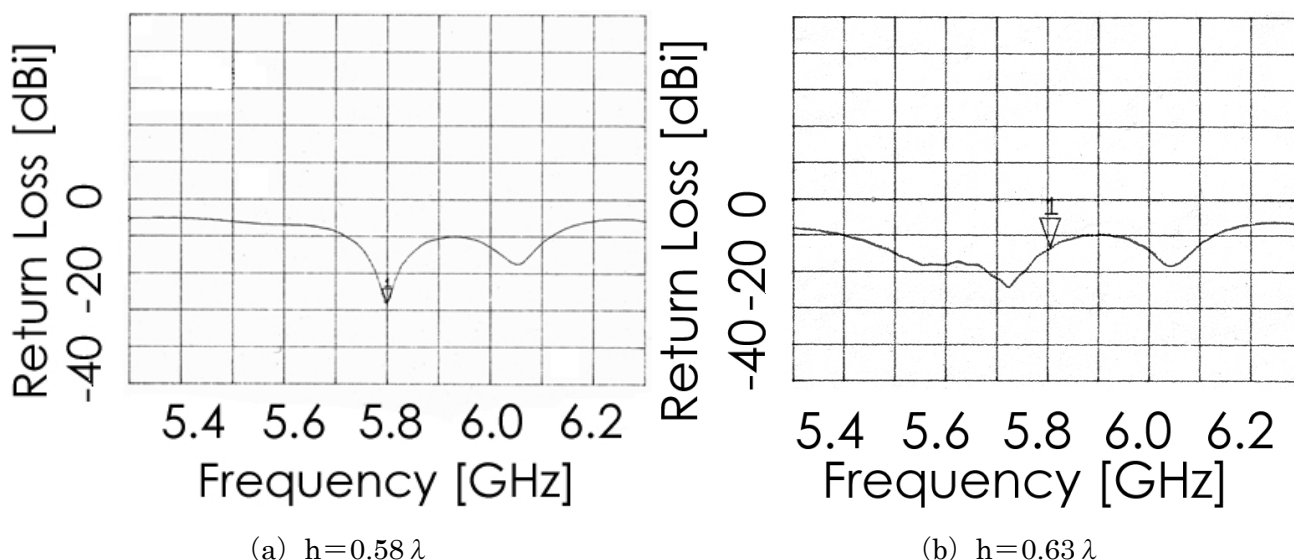
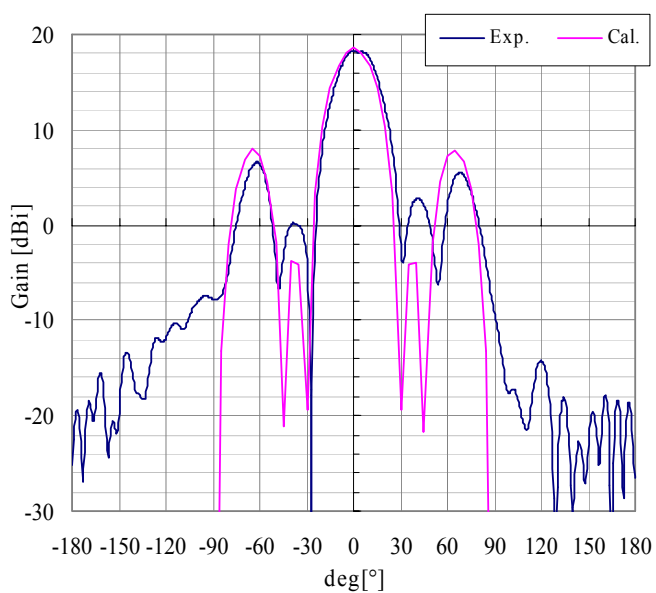


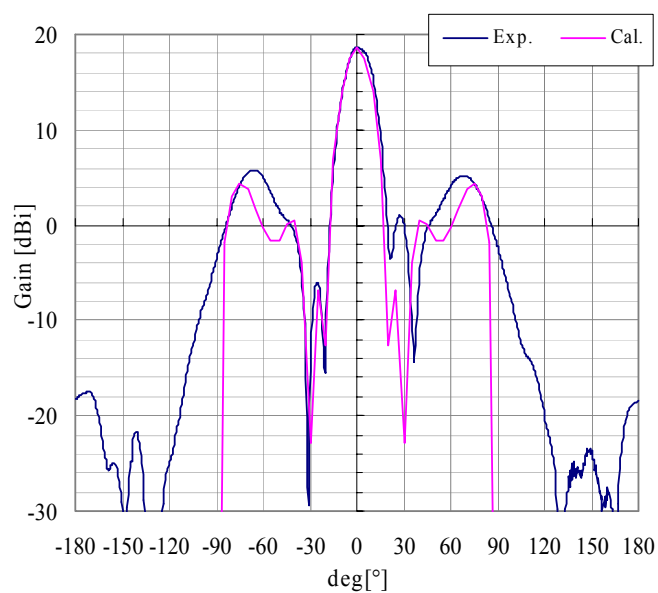
図 7.18 モデル 4F6P リターンロス

高さ  $h$  を変えた際の、実験結果とシミュレーション結果の放射パターン図を図 7.19 に示す。それぞれ、E 面と H 面を示す。また、高さ  $h$  を変えた際の、実験結果とシミュレーション結果の放射パターンの利得と角度について表 7.8 に示す。これは、メインローブの利得と角度、同様に左右のサイドローブの利得と角度、そしてビーム幅についてまとめた表である。図 7.20 に利得のグラフ、図 7.21 にサイドローブのグラフを示す。

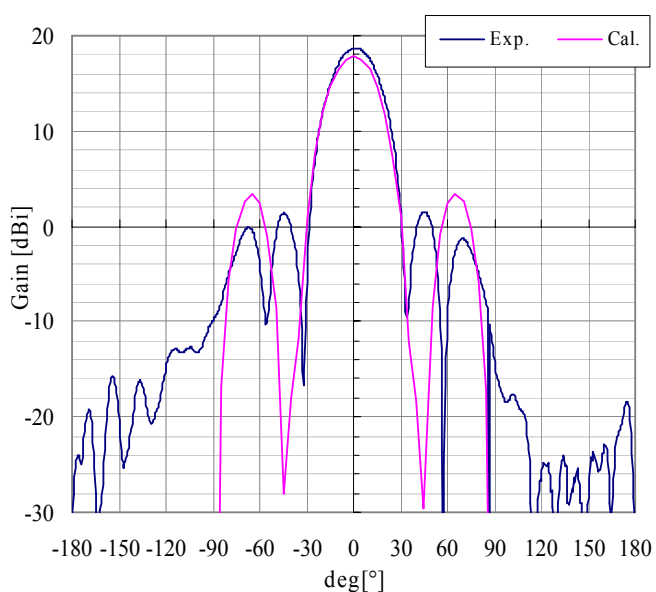
高さ  $h=0.58\lambda$ 、 $0.63\lambda$  とともに利得に関しては、シミュレーションで求めた値  $18.6\text{dBi}$ 、 $17.8\text{dBi}$  とほぼ一致している。更に、サイドローブレベルに関してもシミュレーション同様に抑えられている。代表して  $h=0.58\lambda$  を細かく見ると、利得の実験値は  $18.3\text{dBi}$  であり、シミュレーション値は  $18.6\text{dBi}$  であるので、一致していると言ってよい。E 面における半値幅は、実験値では  $26.0^\circ$  であり、シミュレーション値では  $25.0^\circ$  であるので、一致していると言ってよい。H 面における半値幅は、実験値では  $16.0^\circ$  であり、シミュレーション値では  $17.0^\circ$  であるので一致していると言ってよい。サイドローブに関しては、E 面における実験値は  $-62.0^\circ$  において  $6.6\text{dBi}$ 、 $68.0^\circ$  において  $5.5\text{dBi}$  であり、E 面におけるシミュレーション値は  $-64.0^\circ$  において  $7.9\text{dBi}$  であり、 $64.0^\circ$  において  $7.8\text{dBi}$  であり、H 面における実験値は  $-65.5^\circ$  において  $5.8\text{dBi}$  であり、 $68.5^\circ$  において  $5.2\text{dBi}$  であり、H 面におけるシミュレーション値は  $\pm 74.5^\circ$  において  $4.2\text{dBi}$  である。つまり、サイドローブレベルの誤差は最大で  $2.3\text{dB}$  で、角度の誤差は最大で E 面では  $4.0^\circ$  で、H 面は  $9.0^\circ$  であるので、サイドローブに関しては完全一致とはいかなかったが、全体のサイドローブの落ち方については大体の一致をみせている。また、給電素子単独の時に直接給電による影響として現れていた E 面約  $55^\circ$  方向のローブは、モデル 1F2P の時と同様、アレー化する事により影響が少なくなっている。



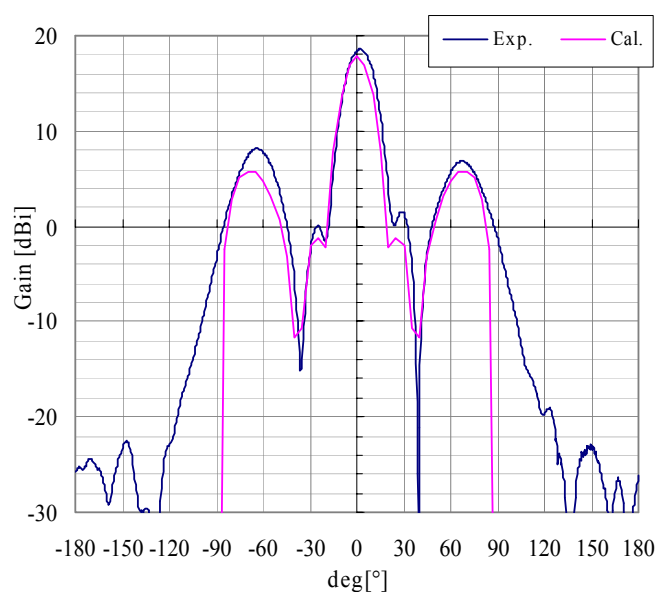
(a)  $h=0.58\lambda$  E 面



(b)  $h=0.58\lambda$  H 面



(c)  $h=0.63\lambda$  E 面



(d)  $h=0.63\lambda$  H 面

図 7.19 モデル 4F6P 放射パターン図  
(素子間隔  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.70\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

表 7.8 モデル 4F6P の高さ  $h$  と放射パターンの利得と角度  
(a) E-plane

Cal. E-plane									
$h$ [ $\lambda$ ]	Main Lobe [dBi]	Main Lobe [deg]	Side Lobe (Left) [dBi]	Side Lobe (Left) [deg]	S.L.L. (Left) [dB]	Side Lobe (Right) [dBi]	Side Lobe (Right) [deg]	S.L.L. (Right) [dB]	BW [deg]
0.58	18.58	0.0	7.86	-64.0	10.72	7.82	64.0	10.76	25.0 (-12.5~12.5)
0.63	17.81	0.0	3.38	-65.0	14.43	3.34	65.0	14.47	29.0 (-14.5~14.5)
Exp. E-plane									
$h$ [ $\lambda$ ]	Main Lobe [dBi]	Main Lobe [deg]	Side Lobe (Left) [dBi]	Side Lobe (Left) [deg]	S.L.L. (Left) [dB]	Side Lobe (Right) [dBi]	Side Lobe (Right) [deg]	S.L.L. (Right) [dB]	BW [deg]
0.58	18.28	-0.5	6.59	-62.0	11.69	5.50	68.0	12.79	26.0 (-10.5~15.5)
0.63	18.74	1.5	1.37	-44.5	17.37	1.49	45.0	17.25	28.0 (-13.0~15.0)

(b) H-plane

Cal. H-plane									
$h$ [ $\lambda$ ]	Main Lobe [dBi]	Main Lobe [deg]	Side Lobe (Left) [dBi]	Side Lobe (Left) [deg]	S.L.L. (Left) [dB]	Side Lobe (Right) [dBi]	Side Lobe (Right) [deg]	S.L.L. (Right) [dB]	BW [deg]
0.58	18.58	0.0	4.24	-74.5	14.34	4.24	74.5	14.34	16.0 (-8.0~8.0)
0.63	17.81	0.0	5.75	-68.5	12.06	5.75	68.5	12.06	17.0 (-8.5~8.5)
Exp. H-plane									
$h$ [ $\lambda$ ]	Main Lobe [dBi]	Main Lobe [deg]	Side Lobe (Left) [dBi]	Side Lobe (Left) [deg]	S.L.L. (Left) [dB]	Side Lobe (Right) [dBi]	Side Lobe (Right) [deg]	S.L.L. (Right) [dB]	BW [deg]
0.58	18.63	0.0	5.79	-65.5	12.84	5.22	68.5	13.41	17.0 (-7.0~10.0)
0.63	18.59	2.0	6.82	67.0	11.77	8.18	-64.0	10.41	18.0 (-7.0~11.0)

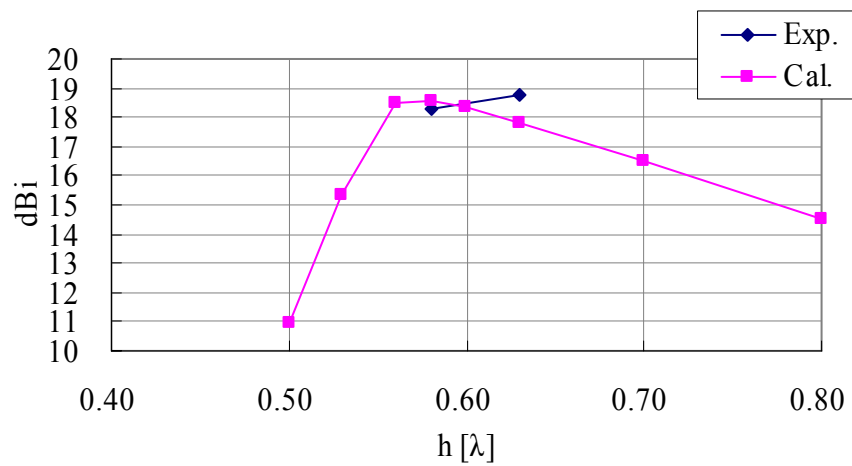
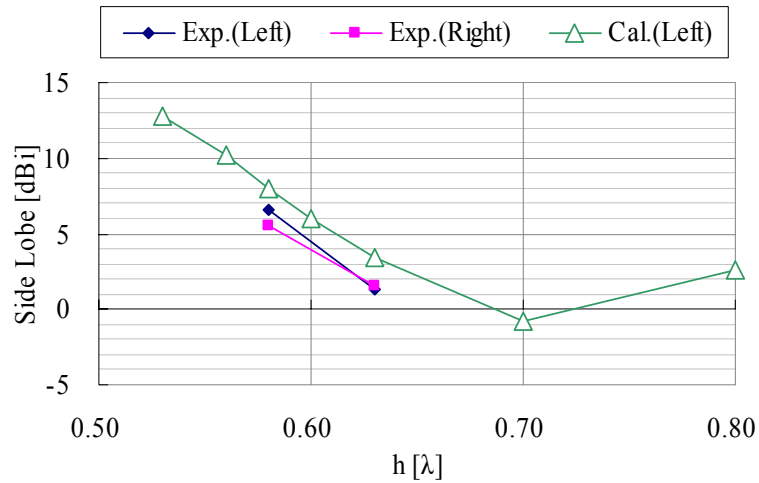
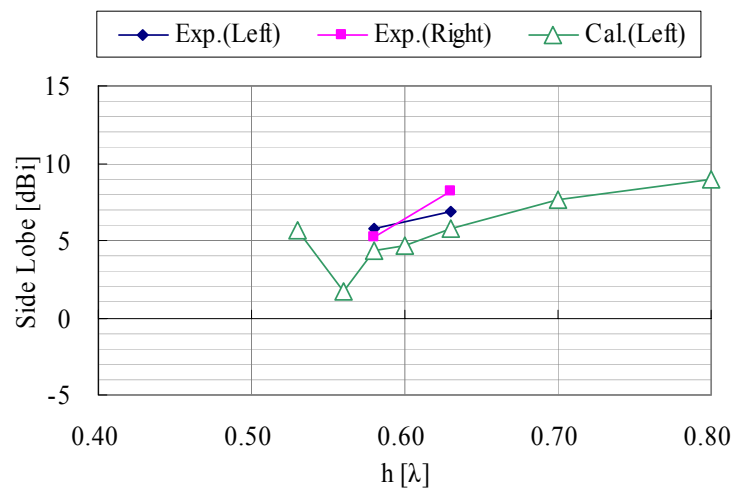


図 7.20 モデル 4F6P における高さ  $h$  と利得の比較  
(高さ  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.70\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )



(a) E 面



(b) H 面

図 7.21 モデル 4F6P における高さ  $h$  とサイドローブの比較  
(高さ  $S$ ,  $d$  固定 :  $S=0.70\lambda$ ,  $d=0.60\lambda$ )

## 7.5 7 章まとめ

7 章では、実験結果についてシミュレーションと比較する事により検証した。

この章では、給電素子と反射板による無給電素子への電磁界における相互結合の効果を利得と放射パターンにより確認する事である。また、今後、他の構成においても無給電素子をモーメント法によるシミュレーションで扱った場合、その結果に信憑性があるかを判断する為に行われた。

モデル 1F から始まり、モデル 1F2P、モデル 2F3P と確認して来た。これらにおいて、シミュレーションと実験はほぼ一致した事により、給電素子と反射板による無給電素子への電磁界における結合効果が確認された。更に、無給電素子を含めた解析においてもシミュレーションの信頼性を得る結果を得られた。

最後にモデル 4F6P について実験した。モデル 4F6P は、10 素子給電した利得を給電 4 素子と無給電 6 素子である。この間引き給電型アレーアンテナにおいて E 面と H 面両方向のサイドローブを抑え、10 素子給電した利得を得る事が出来た。つまり、間引き率 60%の間引き給電型アレーアンテナを、1 つのアレーアンテナとして成立することを、実験的に実証する事が出来た。

## 第 8 章 80%を超える間引き給電型アレーアンテナのシミュレーション解析

### 8.1 84%間引き給電型アレーアンテナの構成とシミュレーション結果

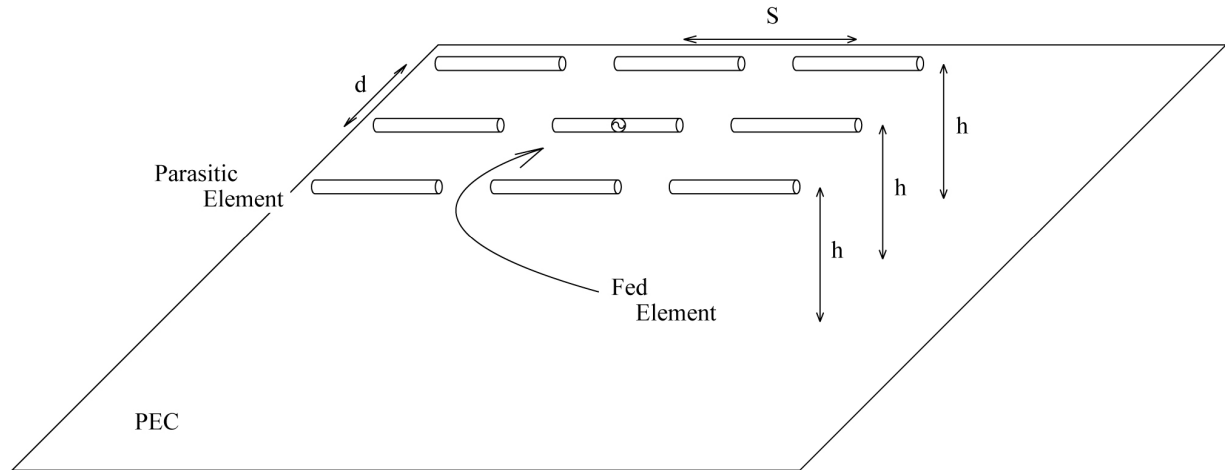
#### 8.1.1 E, H 面に給電 1 素子と無給電 8 素子を配置する場合 モデル 1F8P

##### (1) 目的

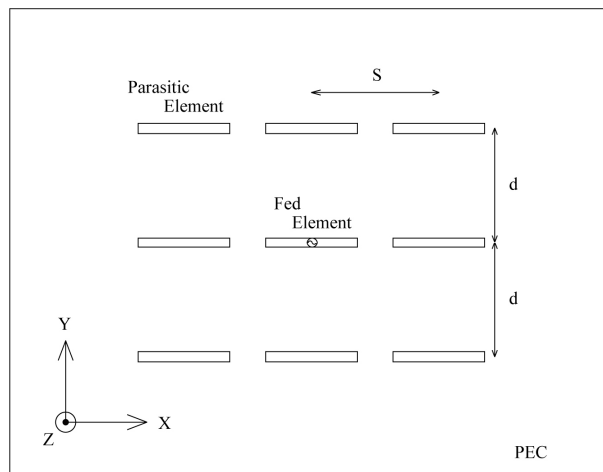
今までのモデルは Y 軸方向である H 面方向において給電素子の隣は無給電素子を配置したユニット 1F2P を元としている。今までのモデルにおいて、X 軸方向である E 面方向において給電素子の隣に無給電素子を配置していない。しかしながら、E 面においても H 面と同様に無給電素子と給電素子を交互に装荷する構成が考えられる。ここでは、給電素子の周りを全て無給電素子としたモデル 1F8P について検証する。このモデルは間引き率 89%である。

##### (2) アンテナ構成

モデル 1F8P (3 行 3 列) の構成を図 8.1 に示す。モデル 1F8P は、給電素子 1 本、無給電素子 8 本を反射板に対し、全ての素子の高さは同じ高さとし、アンテナ素子が同一平面となるように構成したアレーアンテナである。



(a) 全体図



(b) 上面図

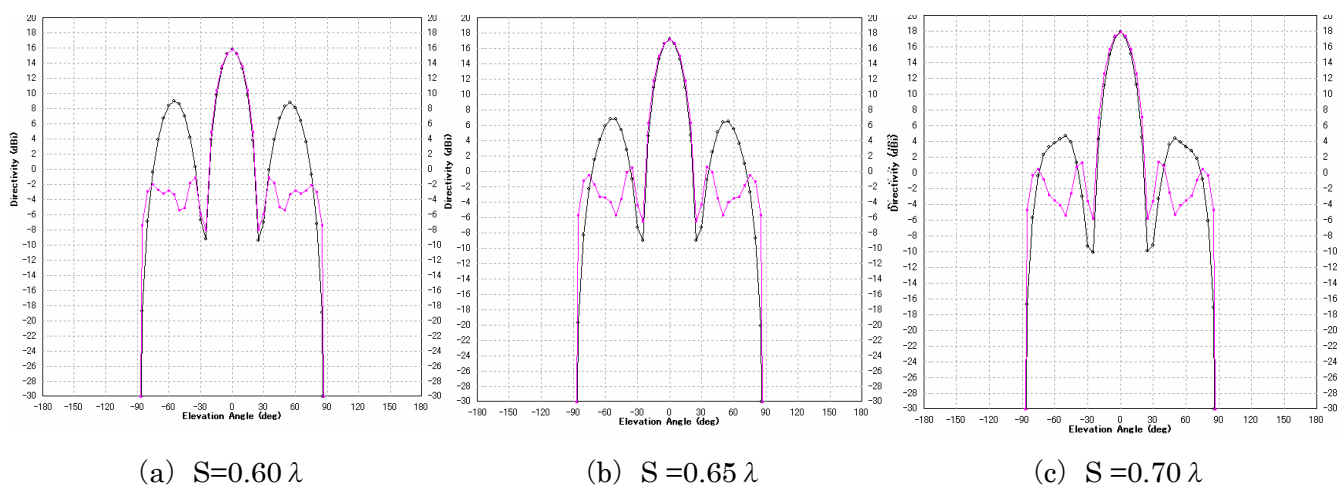
図 8.1 モデル 1F8P 構成図

### (3) 素子間隔 $S$ (X 軸方向) による変化

モデル 1F8P において、高さ  $h$  は、 $h=0.56\lambda$ 、素子間隔  $d$  は、 $d=0.60\lambda$  において解析する。これらの値は、モデル 4F6P、モデル 4F8P を参考値とする。以上の状態で、モデル 1F8P の X 軸方向である E 面方向の間隔  $S$  を変化させる（高さ  $h$ 、素子間隔  $d$  固定： $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ ）。

放射パターンの変化は、図 8.2 (a) ～ (g) の様になる。図 8.3 に利得の変化を、図 8.4 にサイドローブレベルの変化を、表 8.1 に利得とサイドローブレベルの変化を示す。

素子間隔  $S=0.75\lambda$  において最大利得となる。6 章で見てきた時には、X 軸方向である E 面方向には給電素子同士、無給電素子同士を配置している。その時の最大利得を得る時の素子間隔  $S=0.65\lambda$  に比べると  $0.1\lambda$  広がった事になる。



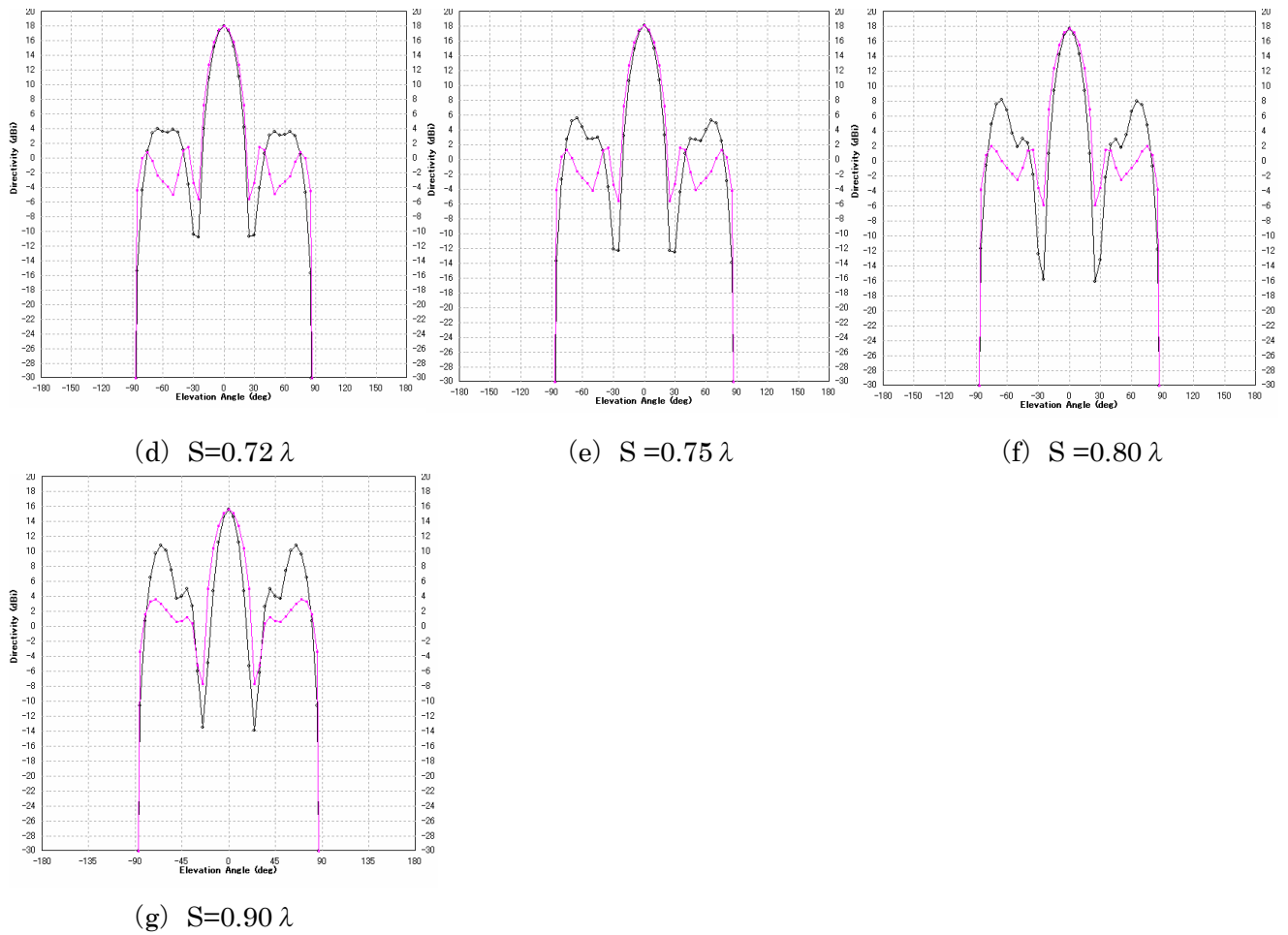


図 8.2 放射パターン

( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )

(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

表 8.1 モデル 1F8P における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベル

(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

$S$	$S$	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
[ $\lambda$ ]	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.60	31.03	15.73	6.75	16.88
0.65	33.62	17.15	10.37	16.69
0.70	36.21	17.86	13.21	16.57
0.72	37.24	17.98	14.01	16.52
0.75	38.79	18.00	12.46	16.43
0.80	41.38	17.64	9.52	15.71
0.90	46.55	15.58	4.81	12.06



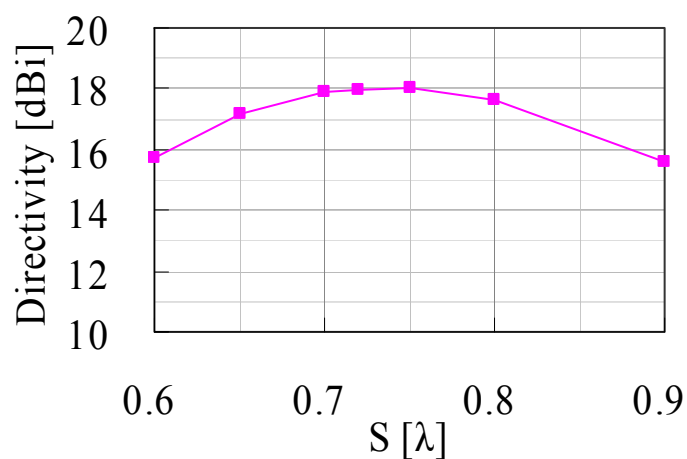


図 8.3 モデル 1F8P における素子間隔  $S$  と指向性利得  
(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

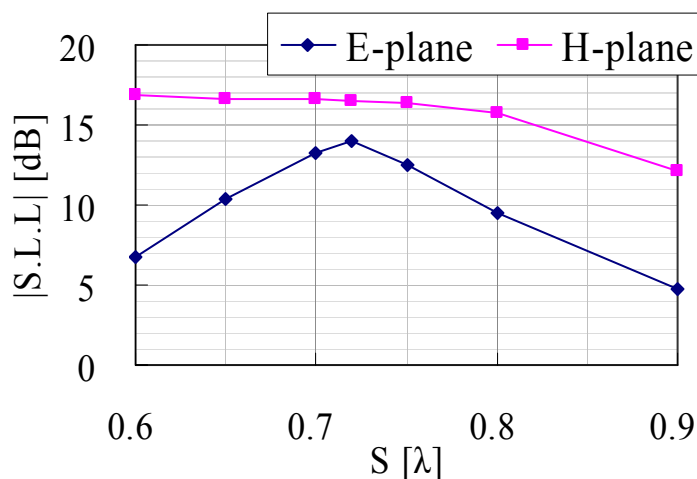


図 8.4 モデル 1F8P における素子間隔  $S$  とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

以上より、モデル 1F8P において  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$  とした時、素子間隔  $S$  において、 $S=0.75\lambda$  の時に利得の最大値 18.0dBi となる。また、 $S=0.72\lambda$  の時にサイドローブが一番抑えられ、 $|S.L.L.|=14.0\text{dB}$  となる。素子本数から求められる利得の理論値 17.7dBi 以上を得られる事がわかる。

#### (4) モデル 1F8P まとめ

X 軸方向である E 面方向に無給電素子を給電素子の隣に装荷しても、相互結合により無給電素子が給電素子として動作する事がわかった。このモデル 1F8P を 1 ユニットとして捉える事により、4F6P や 4F8P 以上の更なる間引き率の増加を目指す事が出来る。

## 8.1.2 E, H 面に給電 2 素子と無給電 13 素子を配置する場合 モデル 2F13P

### (1) 目的

モデル 2F13P を扱う。1F8P を元に設計する。モデル 1F8P から X 軸方向である E 面方向に増やす。E 面において給電素子 2 本となった際の利得の変化を検証する。このモデルは間引き率 87%である。

### (2) アンテナ構成

モデル 2F13P (3 行 5 列) の構成を図 8.5 に示す。モデル 2F13P は、給電素子 2 本、無給電素子 13 本を反射板に対し、全ての素子の高さは同じ高さとし、アンテナ素子が同一平面となるように構成したアレーアンテナである。

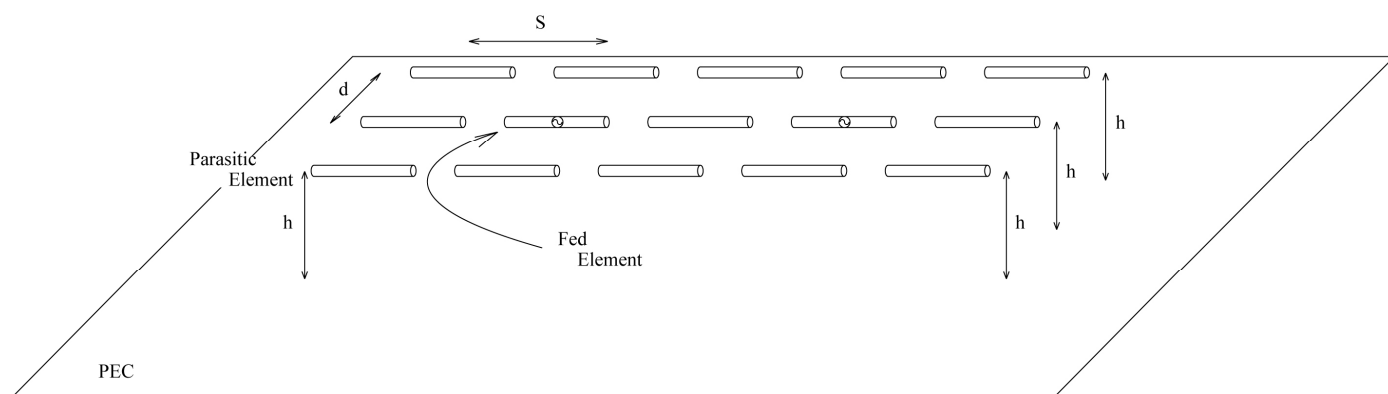
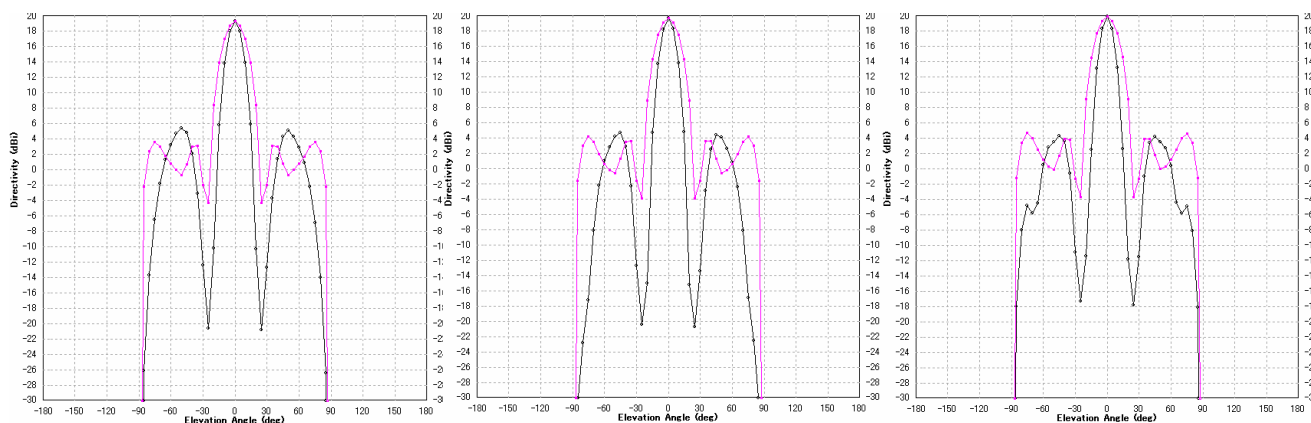


図 8.5 モデル 2F13P 構成図

### (3) 素子間隔 S (X 軸方向) による変化

モデル 2F13P において、高さ  $h$  は、 $h=0.56\lambda$ 、素子間隔  $d$  は、 $d=0.60\lambda$  において解析する。これらの値は、モデル 4F6P、モデル 4F8P を参考値とする。以上の状態で、モデル 1F8P の X 軸方向である E 面方向の間隔  $S$  を変化させる（高さ  $h$ 、素子間隔  $d$  固定： $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ ）。

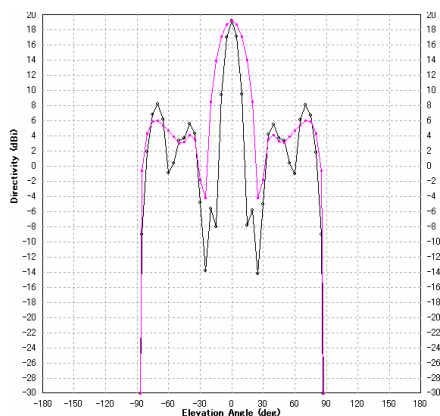
放射パターンの変化は、図 8.6 (a) ~ (d) の様になる。図 8.7 に利得の変化を、図 8.8 にサイドローブレベルの変化を、表 8.2 に利得とサイドローブレベルの変化を示す。



(a)  $S=0.70\lambda$

(b)  $S=0.75\lambda$

(c)  $S=0.80\lambda$



(d)  $S=0.90\lambda$

図 8.6 モデル 2F13P における放射パターン

( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )

(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

表 8.2 モデル 2F13P における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベル

(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

$S$	$S$	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.70	36.21	19.20	13.83	15.61
0.75	38.79	19.61	14.95	15.47
0.80	41.38	19.81	15.56	15.21
0.90	46.55	19.19	11.06	13.20

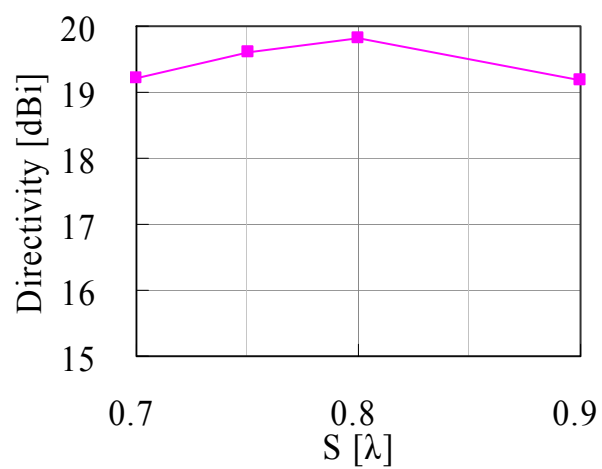


図 8.7 モデル 2F13P における素子間隔  $S$  と指向性利得

(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

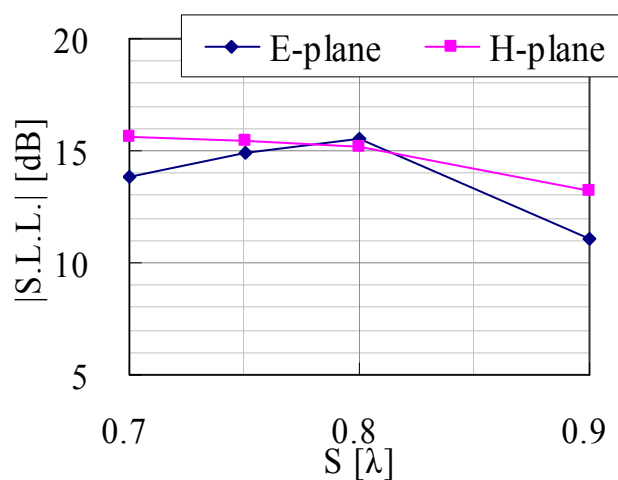


図 8.8 モデル 2F13P における素子間隔  $S$  とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

以上より、モデル 2F13P において  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$  とした時、素子間隔  $S$  において、 $S=0.80\lambda$  の時に利得の最大値 19.8dBi となる。また、 $S=0.80\lambda$  の時にサイドローブが一番抑えられ、 $|S.L.L.|=15.2dB$  となる。素子本数から求められる利得の理論値 19.9dBi に非常に近い値となる。

### 8.1.3 E, H 面に給電 4 素子と無給電 21 素子を配置する場合 モデル 4F21P

#### (1) 目的

モデル 2F13P を元にモデル 4F21P を設計する。モデル 2F13P から Y 軸方向である H 面方向に増やした。E 面において給電素子 2 素子かつ H 面においても給電素子 2 素子、計 4 素子となった際の利得の変化を検証する。このモデルは間引き率 84% である。

#### (2) アンテナ構成

モデル 4F21P (5 行 5 列) の構成を図 8.9 に示す。モデル 4F21P は、給電素子 4 本、無給電素子 21 本を反射板に対し、全ての素子の高さは同じ高さとし、アンテナ素子が同一平面となるように構成したアレーアンテナである。

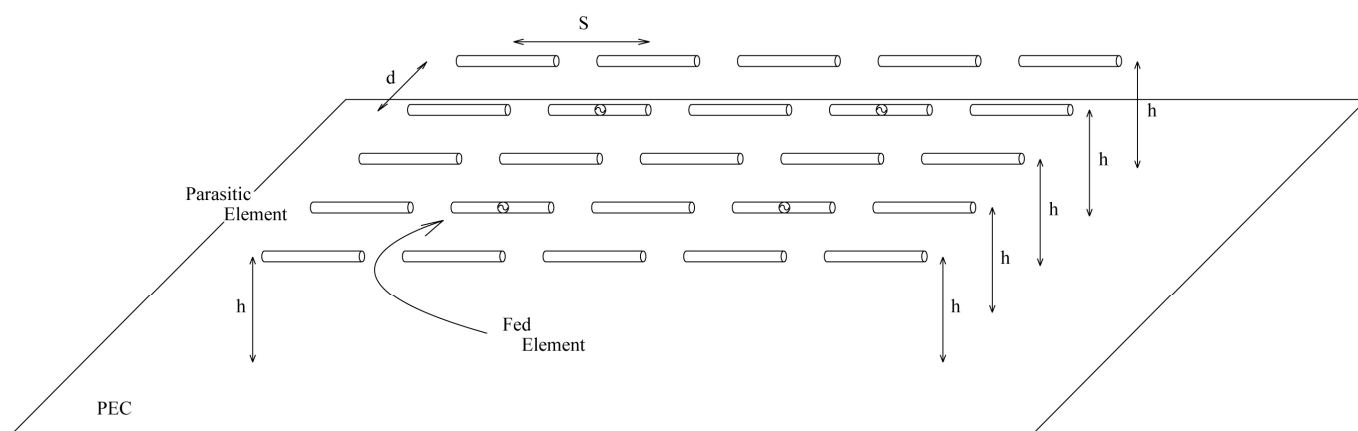
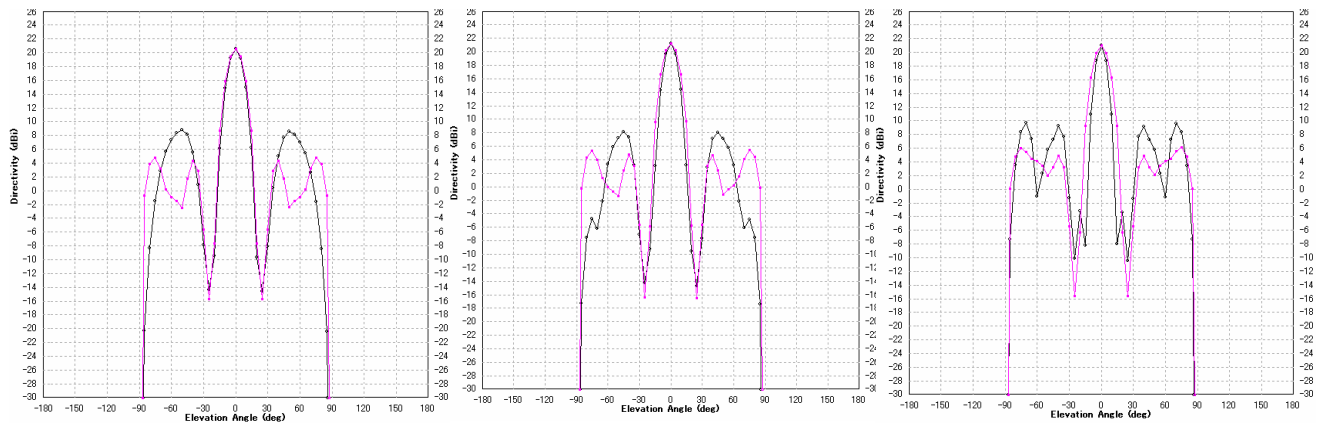


図 8.9 モデル 4F21P 構成図

#### (3) 素子間隔 S (X 軸方向) による変化

モデル 4F21P において、高さ  $h$  は、 $h=0.56\lambda$ 、素子間隔  $d$  は、 $d=0.60\lambda$  において解析する。これらの値は、モデル 4F6P、モデル 4F8P を参考値とする。以上の状態で、モデル 1F8P の X 軸方向である E 面方向の間隔  $S$  を変化させる (高さ  $h$ 、素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )。

放射パターンの変化は、図 8.10 (a) ~ (c) の様になる。図 8.11 に利得の変化を、図 8.12 にサイドローブレベルの変化を、表 8.3 に利得とサイドローブレベルの変化を示す。



(a)  $S=0.70\lambda$

(b)  $S=0.80\lambda$

(c)  $S=0.90\lambda$

図 8.10 モデル 4F21P における放射パターン

( E 面 : 黒線 H 面 : 赤線 )

(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

表 8.3 モデル 4F21P における素子間隔  $S$  の利得とサイドローブレベル

(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

$S$	$S$	Directivity	S.L.L  in E-plane	S.L.L  in H-plane
$[\lambda]$	[mm]	[dBi]	[dB]	[dB]
0.70	36.21	20.60	11.76	15.83
0.80	41.38	21.28	13.10	15.93
0.90	46.55	21.00	11.33	14.95

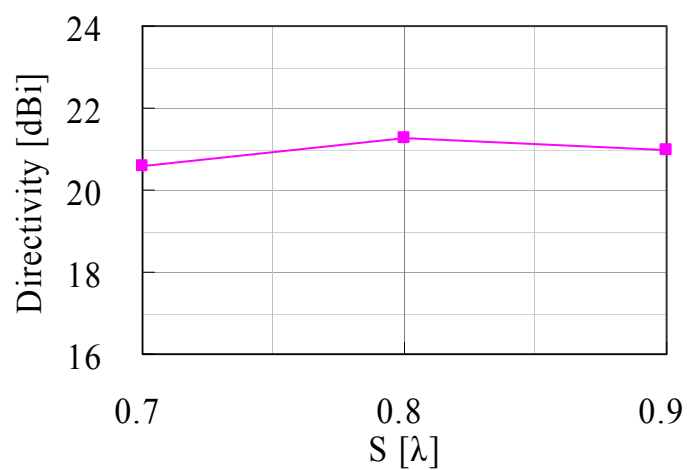


図 8.11 モデル 4F21P における素子間隔  $S$  と指向性利得

(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

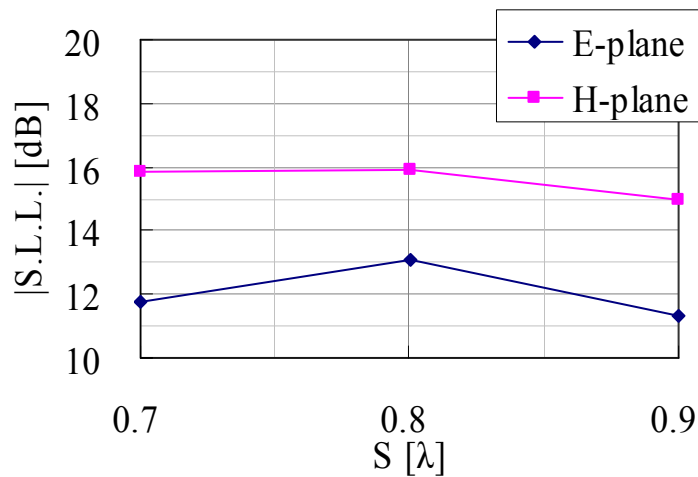


図 8.12 モデル 4F21P における素子間隔  $S$  とサイドローブレベル  
(高さ  $h$ , 素子間隔  $d$  固定 :  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$ )

以上より、モデル 4F21P において  $h=0.56\lambda$ 、 $d=0.60\lambda$  とした時、素子間隔  $S$  において、 $S=0.80\lambda$  の時に利得の最大値  $21.3\text{dBi}$  となる。また、 $S=0.80\lambda$  の時にサイドローブが一番抑えられ、 $|S.L.L.|=13.1\text{dB}$  となる。素子本数から求められる利得の理論値  $22.1\text{dBi}$  には届かなかったが、わずか  $0.8\text{dB}$  の差である。 $S$ ,  $d$ ,  $h$  全てのパラメータの調整によって、更に良くなる可能性がある。

## 8.2 8 章まとめ

モデル 1F8P において E 面においても H 面と同様に無給電素子と給電素子を交互に装荷する構成の為の最小ユニットとして、この間引き給電型アレーアンテナを検討した。給電 1 素子に対し無給電素子 8 素子で給電素子 9 本分の利得を得る事が出来た。間引き率は  $89\%$  である。

次に、この最小ユニットを E 面方向に増やした構造である、モデル 2F13P においては素子数から求められる利得の理論値の  $19.9\text{dBi}$  にわずか  $0.1\text{dB}$  届かなかったが、良い結果を得られた。間引き率は、 $87\%$  である。

最後に、このモデル 2F13P の状態で、H 面方向に増やした構造であるモデル 4F21P に関しては、理論値  $22.1\text{dBi}$  にわずか  $0.8\text{dB}$  の差まで届いた。パラメータの調整によっては、更に近づく可能性がある。間引き率は  $84\%$  である。

## 第9章 超低姿勢ダイポールアンテナ素子の拡張技術

### 9.1 非対称型超低姿勢ダイポールアンテナ

#### 9.1.1 意義

超低姿勢ダイポールアンテナ ULPD (Ultra Low Profile Dipole) antenna は低姿勢かつ反射板付きダイポールアンテナとしては、高利得のアンテナとして研究されている[14]。このアンテナの寄生部分を多くすることにより、超低姿勢ダイポールアンテナを非対称型とする事で、設計の自由度を増し、かつ、超低姿勢のまま広角化する方法を検討する。また、後述するが、アレーアンテナ用の素子として使用する程の特性が得られなかった為、別の用途として考え得る人工衛星搭載用アンテナを想定する。その為、一般に使われる半値幅ではなく、10dB 落ちビーム幅を評価基準とする。

#### 9.1.2 アンテナ構成と原理

通常の対称型 ULPD アンテナを図 10.1 に示し、提案する非対称型 ULPD アンテナを図 10.2 に示す。寄生素子を多くする為、非対称型 ULPD アンテナとなる。

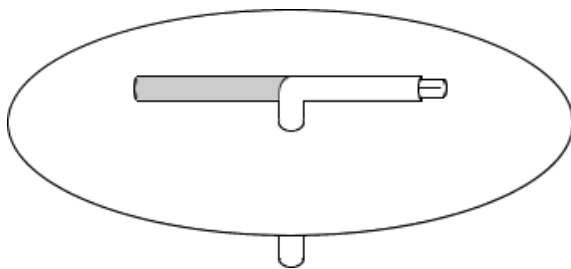


図 10.1 対称型 ULPD アンテナ

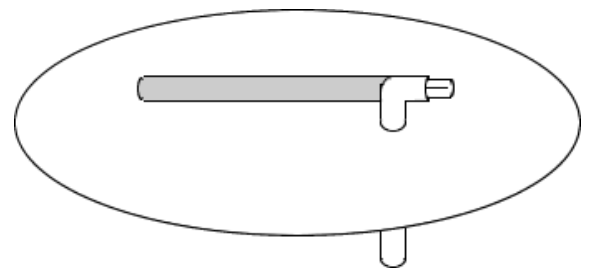
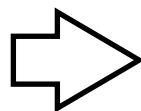


図 10.2 非対称型 ULPD アンテナ

アンテナの構成は、図 10.3 のように、反射板であるアルミ板の上にアンテナを配置する。全長  $l=102.4[\text{mm}]$ 、同軸部分  $a=30.6[\text{mm}]$ 、寄生素子（銅線） $b=71.8[\text{mm}]$ 、内部導体  $x=12.7[\text{mm}]$ 、高さ  $h=10.0[\text{mm}]$  とする。アンテナの周波数比の原理により、周波数に応じて素子の長さを適宜調整する事が可能な為、周波数を固定する必要はないが、アンテナの特性自体を調べるに当たって、周波数は約 2GHz で行なう。



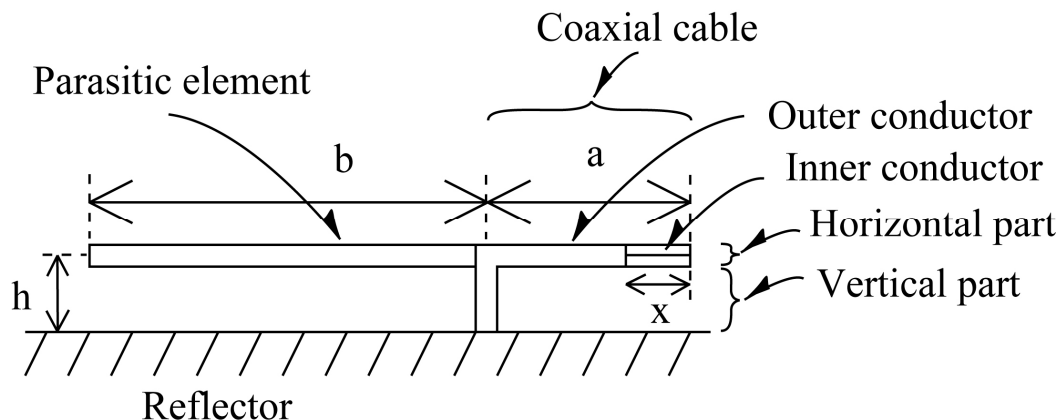


図 10.3 非対称型超低姿勢ダイポールアンテナの構成図

表 10.1 非対称型超低姿勢ダイポールアンテナの各パラメータ

l [mm]	102.4
a [mm]	30.6
b [mm]	71.8
x [mm]	12.7
h [mm]	10.0
reflector [mm]	450×600

一般的な、ダイポールアンテナに生じる電流分布を示すと、図 10.4 のようになる。ダイポールの共振周波数  $f_d$  やモノポールの共振周波数  $f_m$  は、それぞれの共振長  $l_d$  ,  $l_m$  から計算される。

$$f_d = \frac{c}{\lambda} = \frac{c}{l_d/2}, \quad f_m = \frac{c}{\lambda} = \frac{c}{l_m/4} \quad (9.1), (9.2)$$

ダイポールの基本モードは全長  $l$  で半波長  $\lambda/2$  と共振している場合、本実験におけるアンテナのパラメータを用いて考えると共振周波数は 1.47[GHz]である。同軸の垂直部分  $h$  と同軸部分  $a$  が折り曲げ形のモノポールモードとして作用する場合、その長さは  $\lambda/4$  なので、共振周波数は 1.85[GHz]となる。そして、ダイポールの 2 次高調波は全長  $l$  で  $\lambda$  と共振している場合 2.93[GHz]となる。以上をまとめると、表 10.2 となる。

表 10.2 モードと共振周波数

Mode	Frequency [GHz]
Monopole Mode (b+h)	0.92
Dipole Mode (a+b)	1.47
Monopole Mode (a+h)	1.85
Dipole Mode (Second Harmonics) (a+b)	2.93

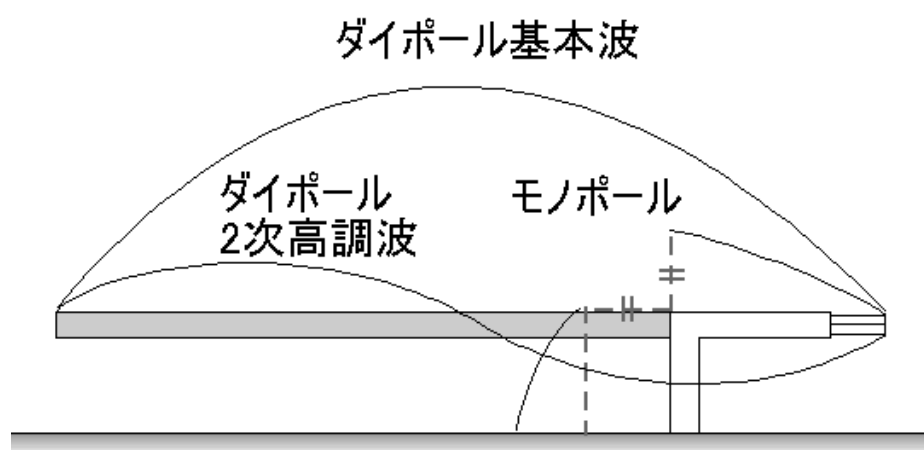


図 10.4 非対称型超低姿勢ダイポールアンテナの電流分布

各電流を基に、放射パターンを計算することができる。ここでは、その概形を載せる。1.85[GHz]で放射パターンがダイポールの基本モードとモノポールの合成波により作られると仮定すると、図 10.5 のようになる。そして、2.93[GHz]における放射パターンは、ダイポールの 2 次高調波により作られるとすると、放射パターンは図 10.6 のようになる。

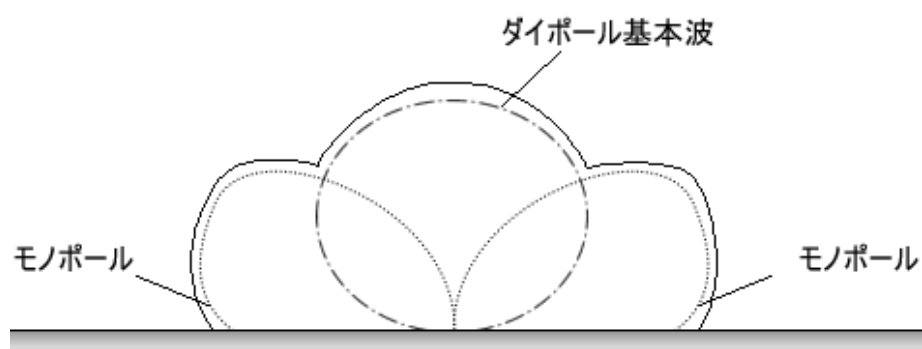


図 10.5 ダイポールの基本波とモノポールの合成波の放射パターン概形図 (E 面)

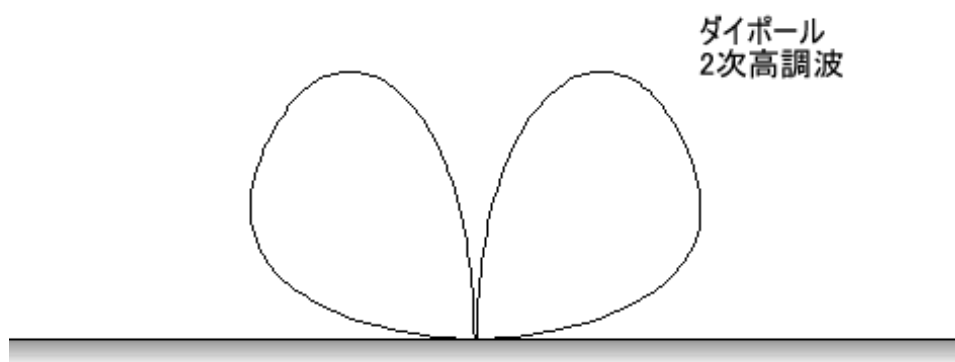


図 10.6 ダイポールの 2 次高調波の放射パターン概形図 (E 面)

### 9.1.3 シミュレーション条件と結果

解析によって検証を行なう。アンテナの各パラメータは、表 10.1 の通りであるが、反射板のみ無限延とした。解析は電流分布、リターンロス、放射パターンの 3 点である。アンテナの構成図は図 10.7 に示す。

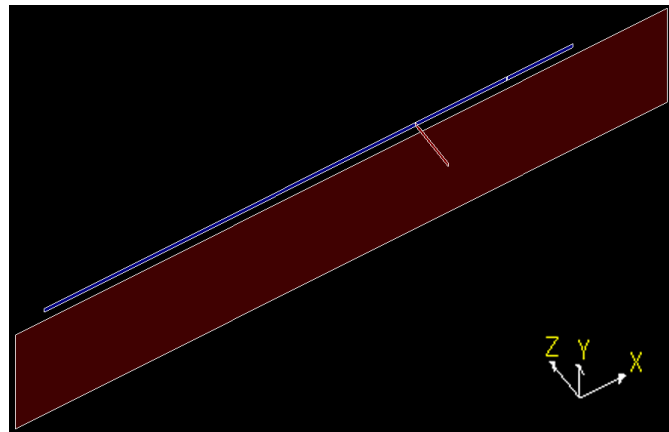


図 10.7 非対称型 ULPD アンテナの構成図

リターンロスのシミュレーション結果を図 10.8, 表 10.3 に示す。0.92GHz, 1.85GHz, 2.92GHz において 3 つの共振点が見られる。第 1 共振点は、0.92GHz における  $S_{11} = -1.26\text{dB}$  であり、ほとんど反射している事が分かる。つまり、インピーダンスマッチングが困難である為、アンテナとして動作するのは困難であると思われる。第 2 共振点は、1.85GHz における  $S_{11} = -8.71\text{dB}$  であり、対象としているモードである。第 3 共振点は、2.92GHz における  $S_{11} = -11.30\text{dB}$  であり、ダイポールの 2 次高調波と思われる。以上 3 つの共振点について検証する。

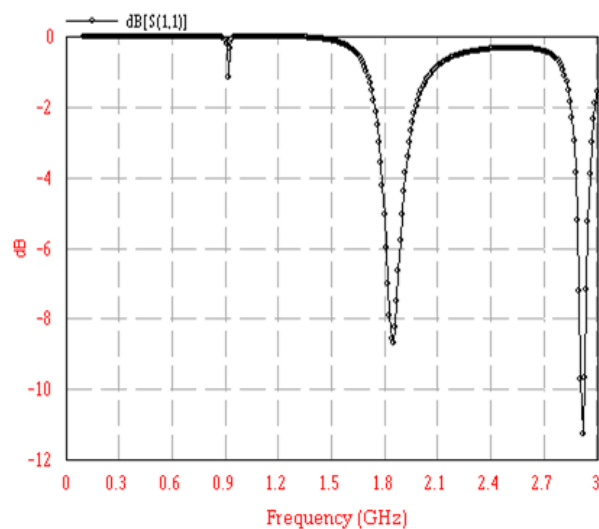
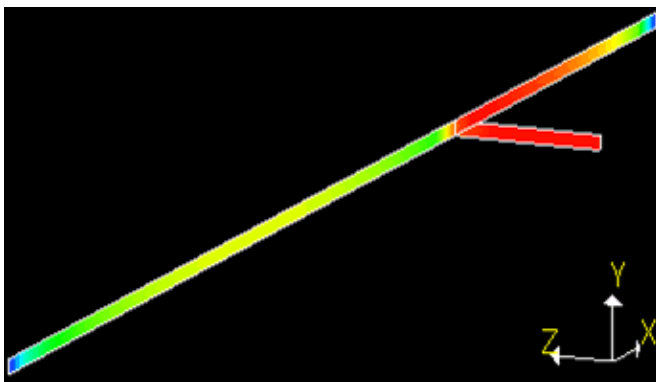


図 10.8 非対称型 ULPD アンテナの周波数とリターンロス

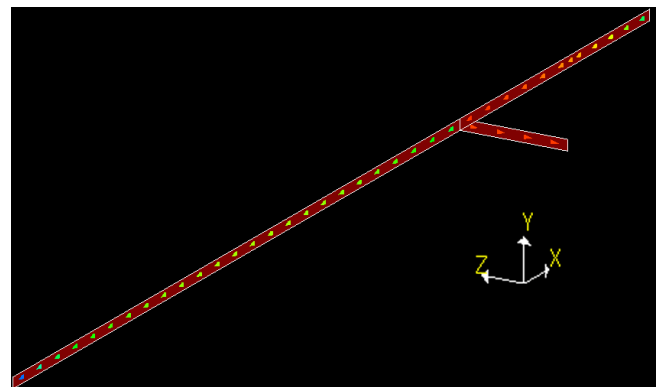
表 10.3 共振周波数とリターンロス

Frequency [GHz]	$S_{11}$ [dB]
0.92	-1.26
1.85	-8.71
2.92	-11.30

第 2 共振点である 1.85GHz における電流分布を図 10.9 に示す。同軸部分 a と高さ h の部分に電流が乗っている事より、モノポールモードが生成されている事がわかる。しかしながら、寄生部分についても、寄生部分だけのダイポールモードにみえなくもないが、電流の値が小さく、原理が明確ではない。つまり、電流分布では、モードの区別が付かない為、モードからの放射パターンの推測は困難である。しかしながら、水平部分だけでなく、垂直部分に電流が乗っている事が確認できる。通常の対称型 ULPD アンテナにおいては、垂直部分に電流は乗らない（図 10.10）。この垂直部分の電流による放射と水平部分の電流による放射によってビーム幅の広角化を目指す。

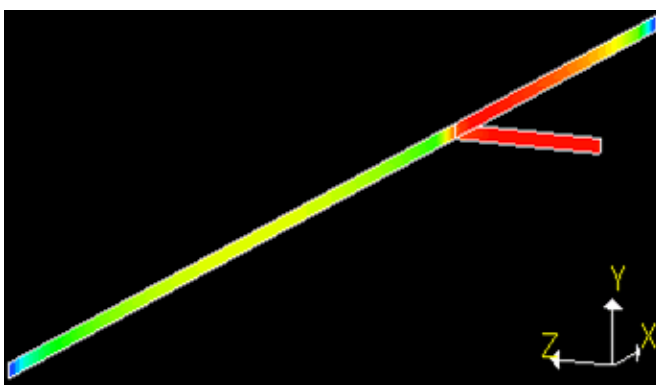


(a) スカラー表示

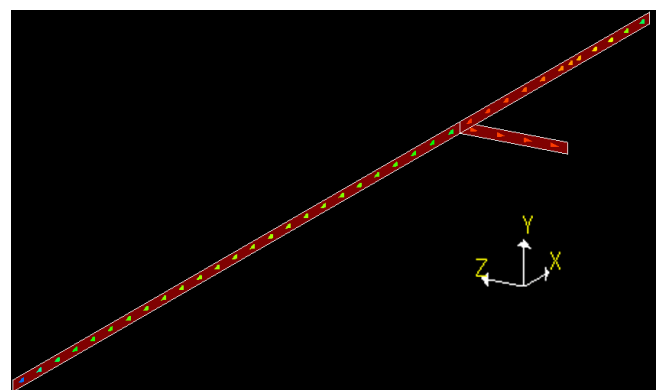


(b) ベクトル表示

図 10.9 第 2 共振点 1.85GHz における非対称型 ULPD アンテナの電流分布



(a) スカラー表示



(b) ベクトル表示

図 10.10 通常の対称型 ULPD アンテナの電流分布

次に、第 1、第 3 共振点における電流分布を図 10.11、図 10.12 に示す。周波数は、それぞれ、0.92GHz、2.92GHz である。

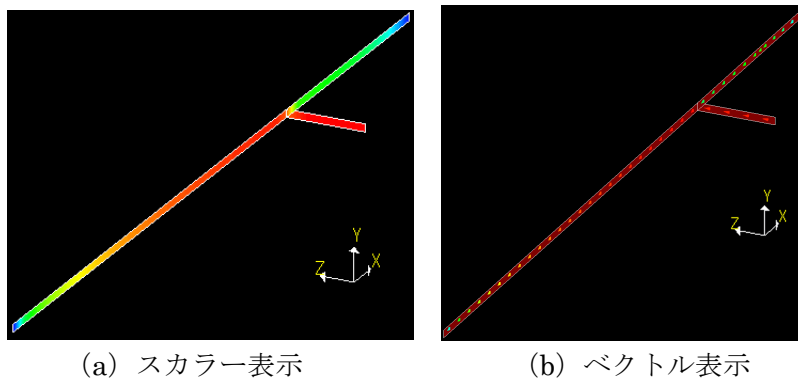


図 10.11 第 1 共振点 0.92GHz における非対称型 ULPA アンテナの電流分布

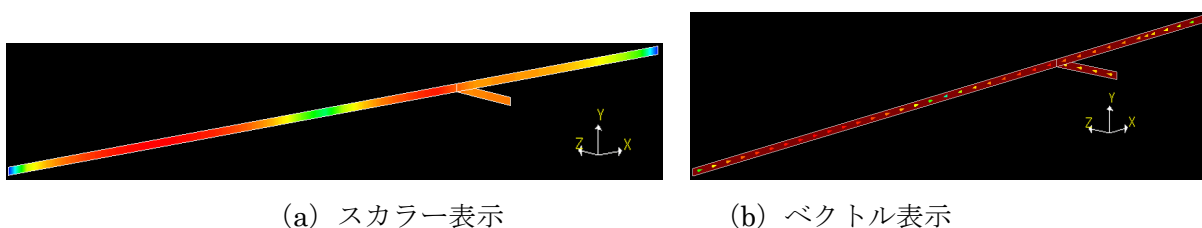


図 10.12 第 3 共振点 2.92GHz における非対称型 ULPA アンテナの電流分布

放射パターンのシミュレーション結果を図 10.13～15 に示す。

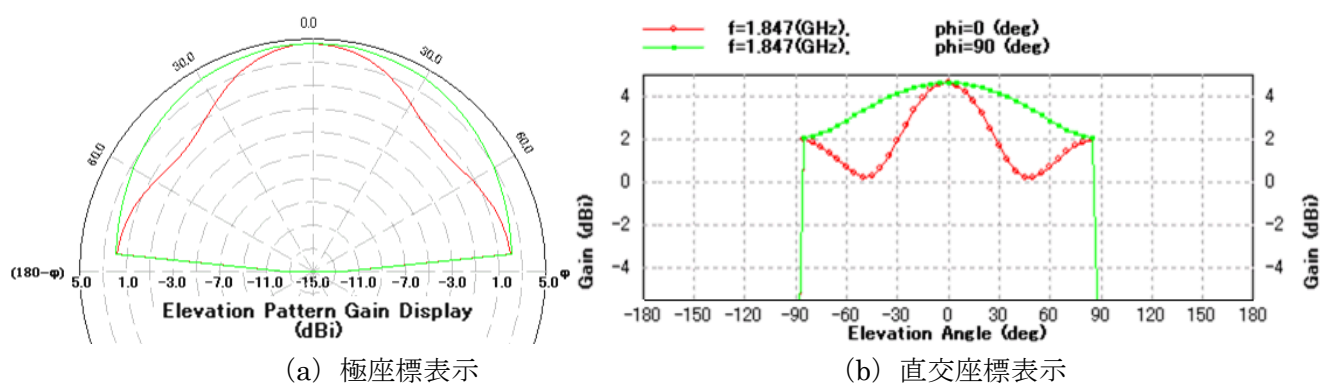


図 10.13 第 2 共振点 1.85GHz における非対称型 ULPA アンテナの放射パターン

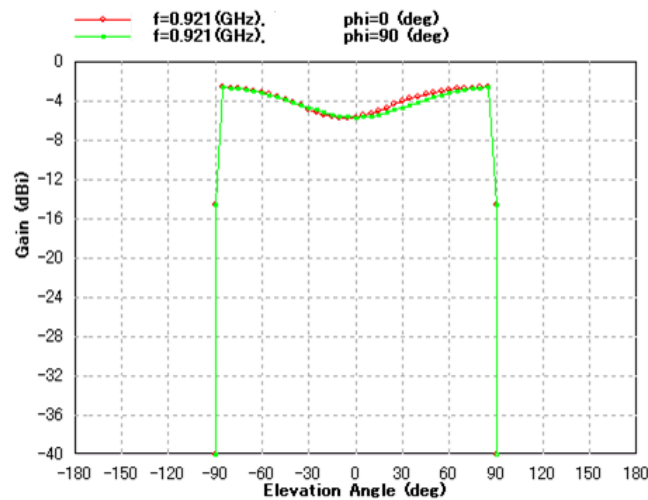


図 10.14 第 1 共振点 0.92GHz における非対称型 ULPD アンテナの放射パターン

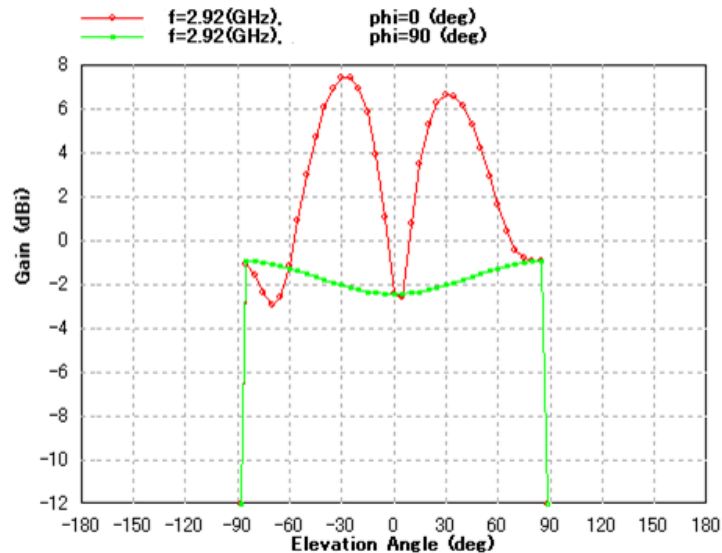


図 10.15 第 3 共振点 2.92GHz における非対称型 ULPD アンテナの放射パターン

### 9.1.4 実験結果

リターンロス測定結果を図 10.16 に示す。2.06GHz と 2.84GHz でインピーダンスマッチングが取れている事がわかる。2.06GHz でリターンロスは  $-23.9\text{dB}$  となった。ダイポール基本モードの共振周波数は 1.47GHz であり、モノポールモードの共振周波数は、1.85GHz なので、両者とも 2.06GHz とは一致していない。しかしながら、モノポールモードの値に近い。次に、2.84GHz でリターンロスは  $-10.24\text{dB}$  となる。これは、ダイポール 2 次モードの共振周波数の理論値 2.93GHz とほぼ合っている。

放射パターンの測定は 2.06GHz で行なう。放射パターンの測定結果を図 10.17 に示す。1 番目のピークは正面  $0^\circ$  に有り、利得  $6.2[\text{dBi}]$ 、中心から  $+56.0^\circ$  の所に 2 番目のピークで  $4.6[\text{dBi}]$ 、 $-65.0^\circ$  の所に 3 番目

のピークとして 3.3[dBi]が観測される。図 10.17 の放射パターンから図 10.5 に示した様に、ダイポール基本モードとモノポールの合成波と考えられる。それ故、共振点は単純なダイポール基本モード、モノポールとも共振周波数が違う。10dB 落ちビーム幅は E 面において  $197.5^\circ$ 、H 面において  $145.0^\circ$  である。従来の対称型 ULPD は 10dB 落ちビーム幅は E 面において  $107.5^\circ$ 、H 面において  $140.0^\circ$  である。

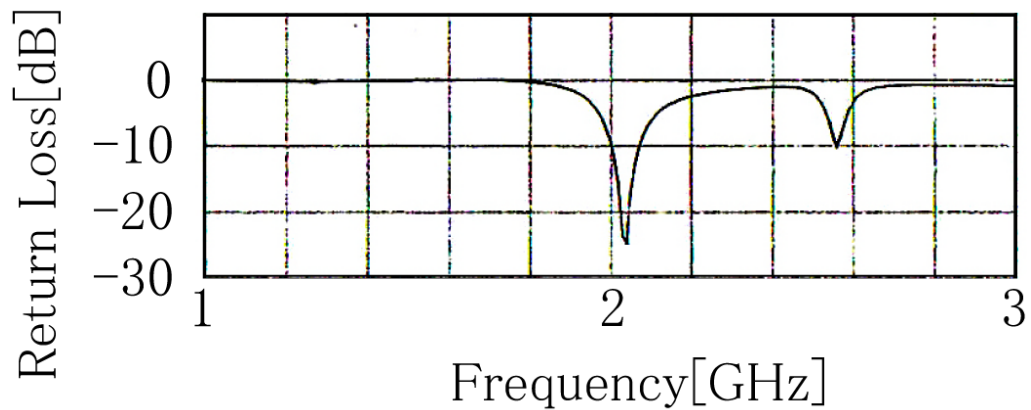


図 10.16 周波数とリターンロス

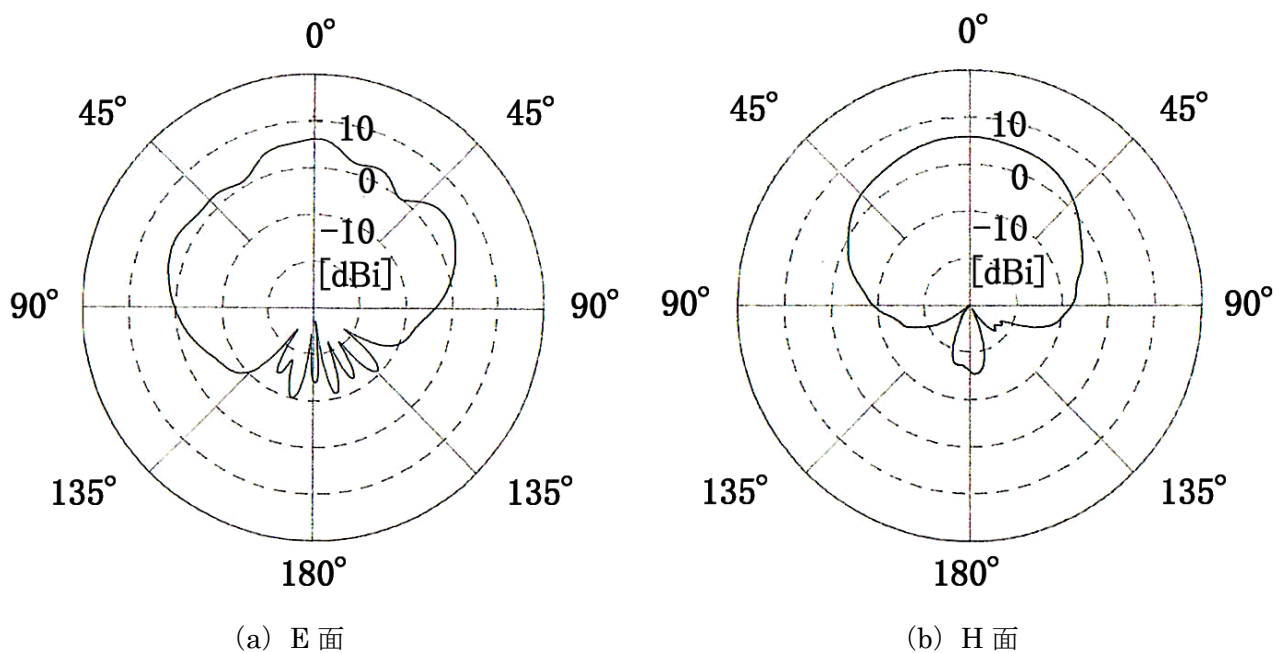


図 10.17 ダイポールの基本波とモノポールの合成波の放射パターン

今までの記述は同軸部分  $a$  と寄生素子長  $b$  の比率を、 $b/a=2.3$  で行なった結果である。この実験は、寄生素子長  $b$  を変化させる実験も行った。その際における 10dB 落ちビーム幅と  $b/a$  との関係図を図 10.18 に示す。同軸部分に対し、寄生素子長を延ばす事によりビーム幅が広がる事が分かる。

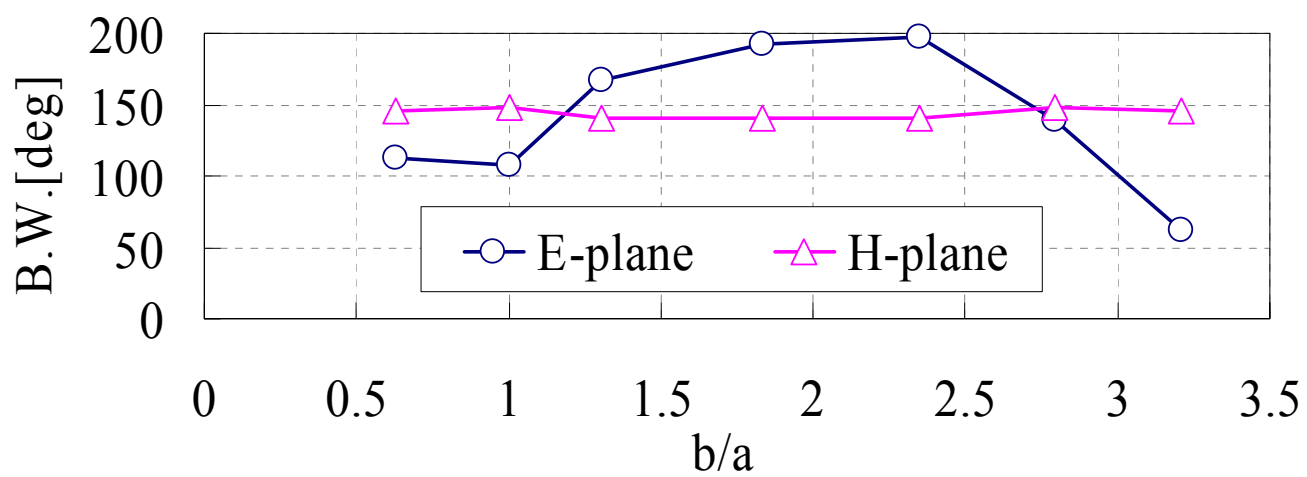


図 10.18 10dB 落ちビーム幅と  $b/a$  との関係図



## 9.2 非対称型超低姿勢ダイポールアンテナとシュペルトップ

### 9.2.1 意義

非対称型 ULPD アンテナは、水平部分だけでなく、支柱の垂直部分も電流が乗る事により、ダイポールとモノポールの合成モードとなり、水平部分と垂直部分から放射されていることを前節で示した。前節の目的はビーム幅の広角化であったが、ここでは、垂直部分にシュペルトップを付け加える事により、垂直部分の位置をアンテナの中心からずらしても、垂直部分に流れる電流を阻止し、ダイポールモードのみで動作させ、対称型 ULPD antenna と同様のパターンを得る手法を検討する。

### 9.2.2 アンテナ構成と原理

従来の対称型 ULPD アンテナについて確認する。図 10.19 に対称型 ULPD アンテナを示す。対称型 ULPD アンテナは水平部分にのみ電流がのる事によりダイポールとして動作し 9dBi の利得を得られる。

この対称型 ULPD アンテナの軸の位置を移動し、左右非対称にすると図 10.20 の非対称型 ULPD アンテナとなる。対称型の ULPD アンテナでは水平部分のみに電流がのっていたが、支柱の垂直部分にも電流がのるようになる。垂直部分にのった電流は、モノポールとダイポールの合成モードとして動作するので、ビーム幅は広がる。この事については、前節において説明した。

この現象について対称型 ULPD アンテナと非対称型 ULPD アンテナを比較すると、図 10.19 に示した、左右対称型の ULPD アンテナ垂直部分に電流がのらない理由は、電圧が水平部分の中央であること、かつ、反射板に近い為にほぼ 0 となっているからと思われる。しかしながら、図 10.20 に示した、左右非対称型の ULPD アンテナにおいては、垂直部分と水平部分の接点における電圧は 0 とはいえず、反射板との間に電位差が生れてしまっていると思われる。その為、電流が垂直部分に流れてしまう。

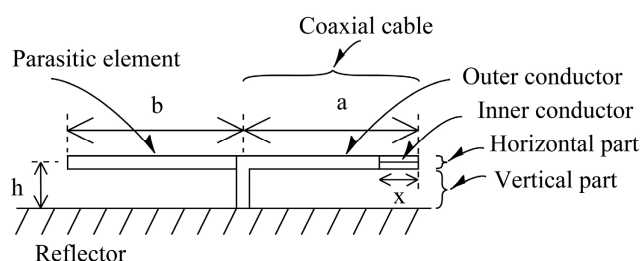


図 10.19 対称型 ULPD アンテナ

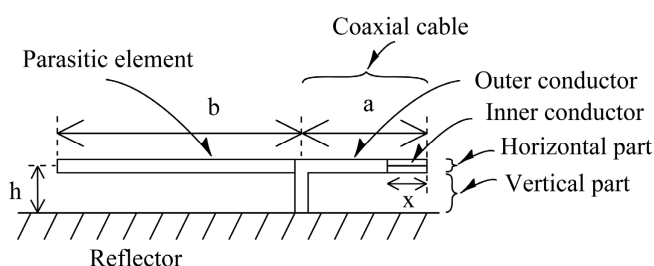


図 10.20 非対称型 ULPD アンテナ

本節においては、次のアンテナを提案する。シュペルトップを用いた非対称型 ULPD アンテナである（図 10.21）。非対称型 ULPD アンテナの垂直部分にのる電流を阻止することにより、水平部分のみに電流をのせて、対称型 ULPD アンテナと同様にダイポールモードとして動作させる。その為に、シュペルトップを使用し、ULPD アンテナの垂直部分に設置する。シュペルトップは長さ  $\lambda/4$  であり、筒の下側の先端はショートしている。シュペルトップのオープン側においてインピーダンスが原理的には無限大となるので、垂直部分における電流を阻止でき、垂直部分を含んだモノポールモードの共振がなくなり、水平部分のみに電流が乗りダ

イポールモードのみになる。

インピーダンスマッチングはオフセット給電で行う。ULPD アンテナは反射板に非常に近く、超低姿勢である為に、中央給電では入力インピーダンスが低くなってしまう。その為、給電点を中央からずらし、アンテナエレメントの端で行う事により、入力インピーダンスを高め、インピーダンスのマッチングを行っている。実際の作成方法としては、セミリジッドケーブルの同軸部分の端から外部導体を剥ぎ取り、内部導体を露出する形で作成する。その為、作成方法としては非常にシンプルである。

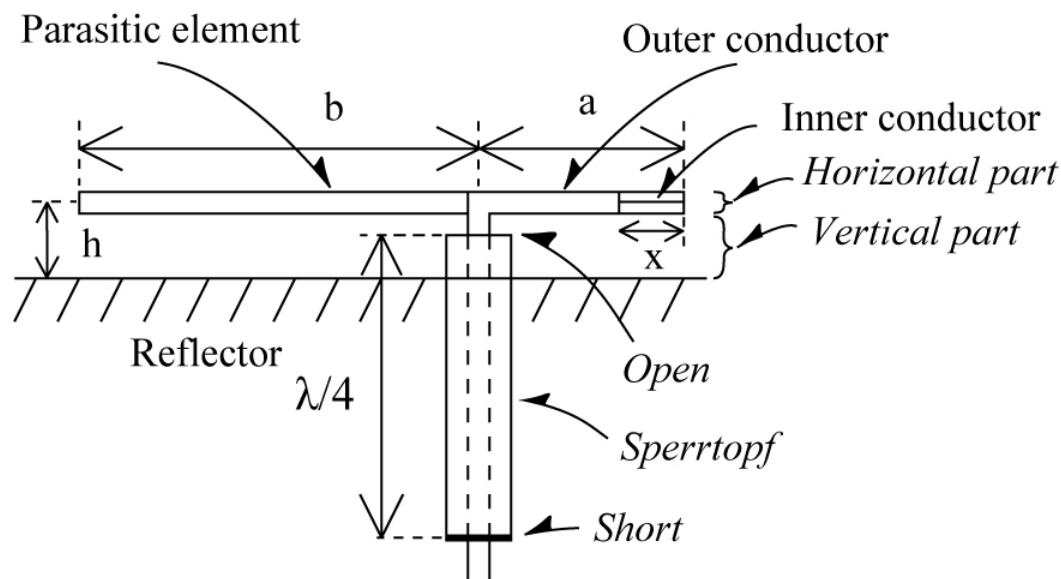


図 10.21 非対称型 ULPD アンテナとシュペルトップ

同軸部分 a と寄生部分 b の長さを変化させた時に、シュペルトップによる電流阻止の効果を確認する。その時の a, b のパラメータを表 1 に示す。b/a は同軸部分と寄生部分の長さの割合である。

表 10.4 同軸部分 a と寄生部分 b

b/a	a [mm]	b [mm]
1.0	49.5	47.4
1.7	35.8	60.1
2.9	24.85	72
7.2	11.4	81.9

同軸部分 a の大部分はセミリジッドケーブルの外部導体であり、先端の x の部分のみ内部導体を露出させている。水平部分の逆側は寄生部分 b であり、無垢の銅である。高さ h は  $\lambda/30$  である。(b/a=1 の時は、高さ  $\lambda/25$  で測定したデータを使用。)

反射板は 450mm×450mm を使用。シュペルトップの長さは  $\lambda/4$  である。周波数は、1.52GHz で動作させる。

### 9.2.3 実験結果

本実験結果の前に、比較対象となるパターンを図 10.22、図 10.23 に示し、その特徴について述べる。図 10.22 は通常の対称型 ULPD アンテナの放射パターンであり、前方に指向性を持っていることがわかる。半値幅は E 面、H 面それぞれ  $58.5^\circ$ 、 $87^\circ$  となる。提案するアンテナでは、 $a$  と  $b$  の比率を変化させた全ての場合においてこのパターンと同じ形状で、かつ 9dBi が得られる事を目標としている。図 10.23 は前節で述べた非対称型 ULPD アンテナである。垂直部分による放射があるので、ダイポールモードとモノポールモードの合成となり、ビーム幅が、非常に広がっているため、利得は低くなってしまう。同軸部分  $a$  と寄生部分  $b$  の比率が  $b/a=2.3$  の時、利得は 6dBi である。

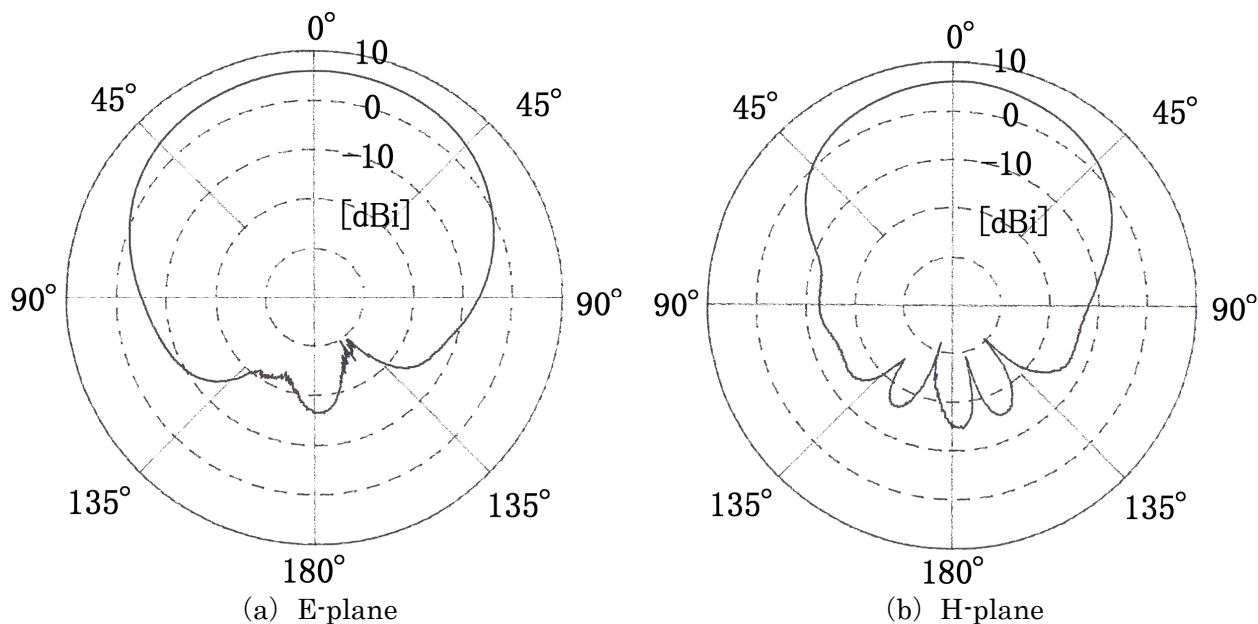


図 10.22 対称型 ULPD アンテナ放射パターン

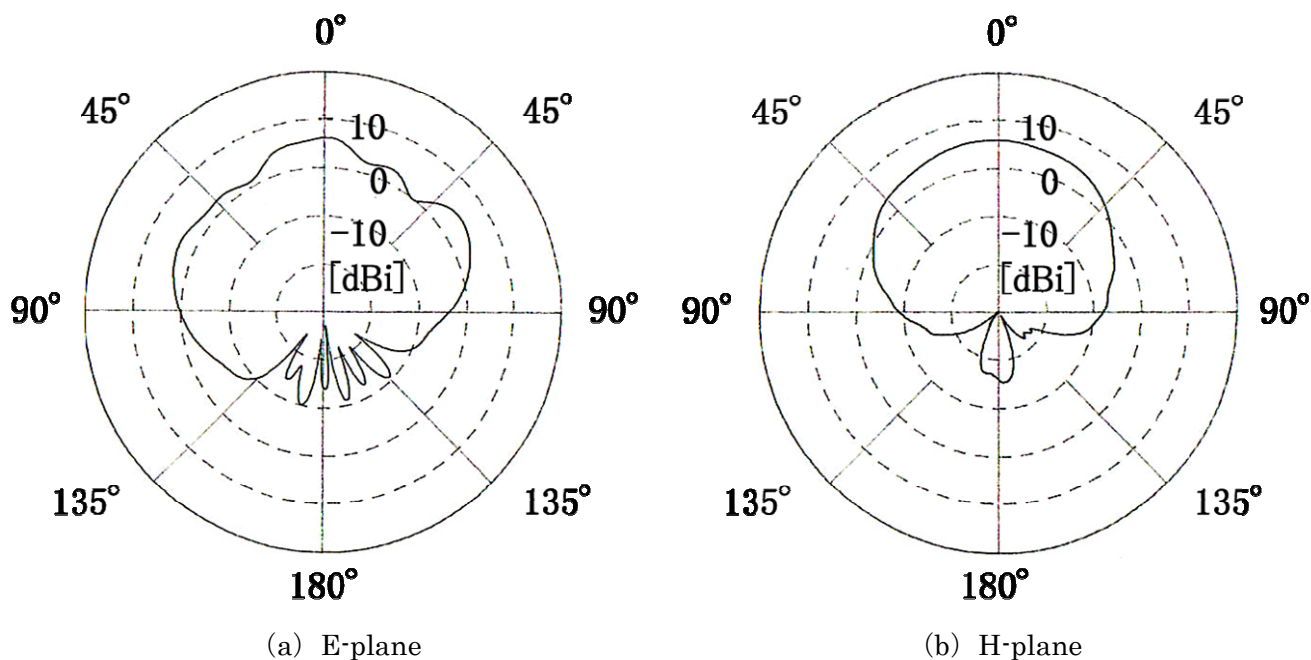


図 10.23 非対称型 ULPD アンテナ放射パターン (再掲)

ここから、本実験結果について述べる。同軸部分と寄生部分の長さの割合  $b/a$  を変えて、リターンロス、放射パターンを測定した。以下、代表して、 $b/a=1.7$  の時のアンテナについてリターンロス、放射パターンを述べる。その後、 $b/a$  を変えた時の利得特性について述べる。

図 10.24 にリターンロスを示す。良好な整合が  $1.52\text{GHz}$  でとれおり、リターンロス  $-17.98\text{dB}$  である。また、約  $0.78\text{GHz}$ 、約  $2.4\text{GHz}$  においても共振点があることがわかる。本実験では、ダイポールモード生成を目的にしているので、 $1.52\text{GHz}$  で動作させる。 $b/a$  を変化させても、 $x$  の長さを調整する事により、良好なインピーダンスマッチングが  $1.52\text{GHz}$  でとれた。また、 $a:b$  の比率に関わらず、シュペルトップがある時の ULPD アンテナは比帯域幅が  $0.8\%$  であり、シュペルトップがない場合に比べると狭帯域になる事がわかる。

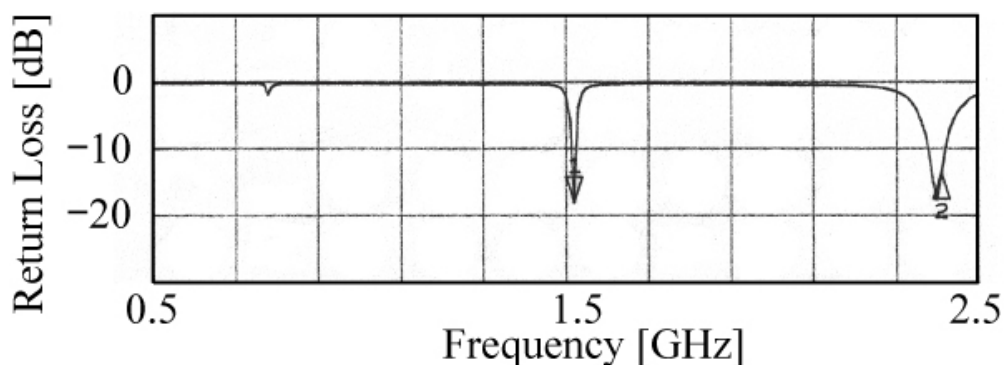


図 10.24  $b/a=1.7$  における周波数とリターンロス

表 10.5  $1.52\text{GHz}$  における  $b/a$  とリターンロス

$b/a$	$S_{11}$ [dB]
1.0	49.5
1.7	35.8
2.9	24.85
7.2	11.4

$b/a=1.7$  における非対称型 ULPD アンテナとシュペルトップの放射パターンは図 10.25 であり半値幅は E 面  $60^\circ$ ，H 面  $91^\circ$  である。 $b/a=1.7$  におけるシュペルトップ付き非対称型 ULPD アンテナは従来の対称型 ULPD アンテナに比べ半値幅は  $1.5^\circ \sim 4^\circ$  の差はあるものの、非常に近い値となっており、また、図 10.22 と図 10.25 のパターンの比較からも、同様のパターンとなっている事がわかる。特に、シュペルトップがない時の非対称型 ULPD アンテナの放射パターンである図 10.23 とシュペルトップがある時の非対称型 ULPD アンテナの放射パターンによって、シュペルトップにより、垂直部分の電流を阻止でき、水平部分のみでダイポールとして動作している事がわかる。

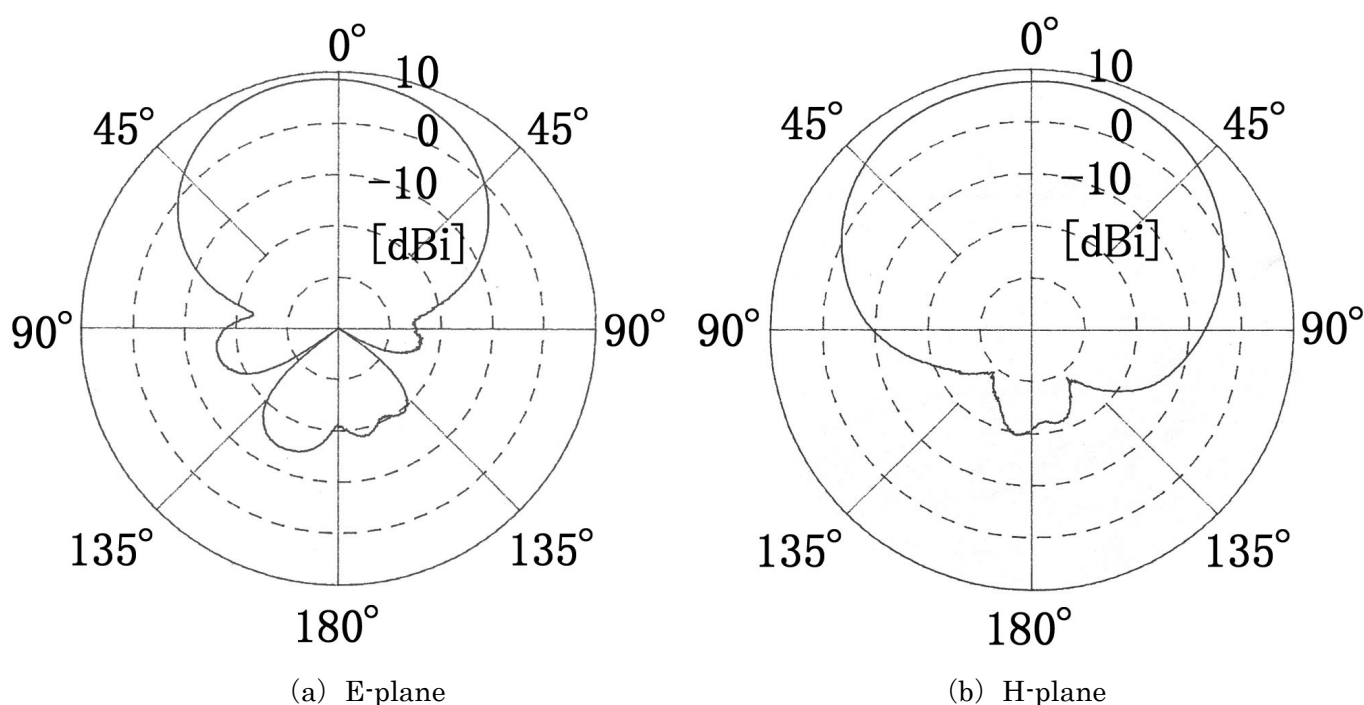


図 10.25 シュペルトップ付き非対称型 ULPD アンテナ放射パターン ( $b/a=1.7$ )

次に、シュペルトップ付き非対称型 ULPD アンテナの  $b/a$  の比率を変化させた時の利得についてみていく。図 10.26 に同軸部分  $a$  と寄生部分  $b$  の比率を変化させたときの利得を示す。結果、7.5dBi~9.1dBi の値を得られることがわかる。つまり、 $a:b$  の比率に関係なく、非対称 ULPD アンテナの垂直部分に流れる電流はシュペルトップにより阻止でき、水平部分によるダイポールモードによる放射となっている。

但し、利得が 9dBi 近く出ているが、安定しない結果となった。しかしながら、 $a:b$  の割合に関係なくランダムに起こっているので、シュペルトップの電流阻止効果がある事はわかる。安定化については、今後の課題である。

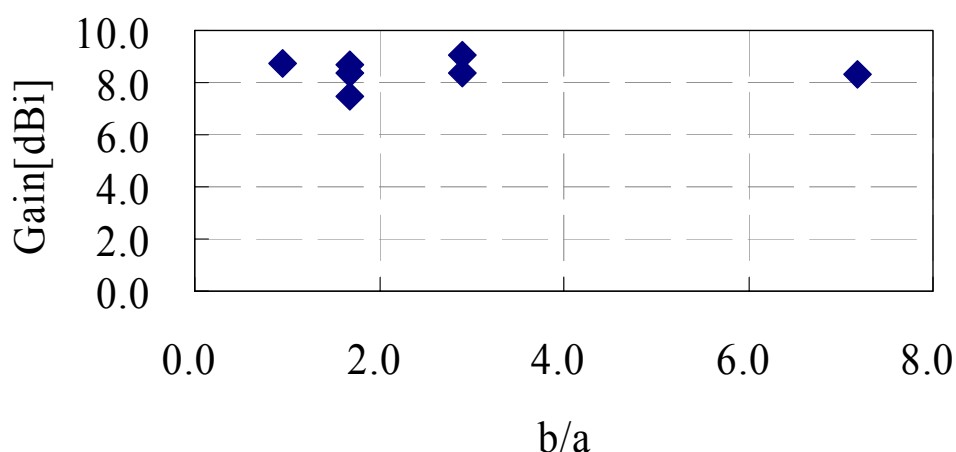


図 10.26 シュペルトップ付き非対称型 ULPD アンテナにおける同軸部分  $a$  と寄生部分  $b$  の比率と利得の関係

## 9.3 9 章まとめ

同軸部分に対し寄生部分の長さを多くし、非対称型 ULPD アンテナとすることにより、水平部分だけでなく垂直部分を流れる電流による放射になる。それ故、 $b/a=2.3$  の時に 10dB 落ちビーム幅は E 面において  $107.5^\circ$  から  $197.5^\circ$  へ広角化することができた。また、インピーダンスマッチングが簡易にとれる。今後の課題としては、E 面における放射パターンのリプルの軽減が必要である。リプルの軽減が出来れば、3dB 落ちにおいても、広角なアンテナとしてアレーアンテナに使用する事が可能となる。一番広角化するのは  $b/a=2.3$  の時である。

次に、対称型 ULPD アンテナにおいて同軸部分  $a$  に対し寄生部分  $b$  を長くし、非対称 ULPD アンテナとしても、シュペルトップにより対称型 ULPD アンテナと同様にダイポールモードとして動作し、同様のパターンと利得を得る事が可能である事がわかる。シュペルトップ付き非対称 ULPD アンテナは同軸部分  $a$  と寄生部分  $b$  の比率に関係なく対称型 ULPD アンテナと同様のパターンと約 9dBi の利得が得られる。インピーダンスマッチングについては、対称型 ULPD アンテナと同様にシュペルトップ付き非対称 ULPD アンテナにおいてもオフセット給電を行いマッチングがとれた。また、比帯域幅に関しては、シュペルトップがない場合に対して狭帯域となった。

## 第 10 章 まとめ

無給電素子が反射板上で給電素子同様アンテナとして動作する事がシミュレーション、実験を通して実証できた。また、全てのモデルにおいて、配置を最適化する事により、給電素子同様の利得を無給電素子に置き換えても得られる事が示せた。つまり、給電素子を無給電素子と反射板によって削減する事が可能である事を示せた。原理的には、結合効果の影響を給電素子と無給電素子上の電流値として捉える事が出来た。電流値が分かると利得が計算出来るので、これにより、より直感的に結合効果の影響を確認する事が出来る。更に、サイドローブが、無給電素子により抑制されている事がわかった。つまり、無給電素子は、利得の向上だけでなく、サイドローブの抑制という 2 つの役割をしている。

具体的には、間引き給電型アレーアンテナにおいては、無給電素子と反射板による相互結合効果を利用した配置により、全て給電した時と同様の利得を間引き率 60% 以上の間引き給電型アレーアンテナにおいて得られた。特に、H 面に無給電素子と給電素子を交互に並べる方法で素子を増やしていく無給電素子装荷型アレーアンテナの基本モデル 1F2P、そして、アレーアンテナとして利得とサイドローブ共に適切な値を得られたモデル 4F6P においてはシミュレーションだけでなく、実証実験も出来た。また、これにより、他のシミュレーションで得られる無給電素子と反射板による結合効果に対しても信頼性が得られた。そして、モデル 4F8P においては間引き率 67% の配置法がシミュレーションによって得られた。

更に、E 面に無給電素子と給電素子を交互に並べる方法で素子を増やしていく、モデル 1F8P、モデル 2F13P、モデル 4F21P においても、全て給電した時と同様の利得をほぼ得られた。それぞれ、間引き率は 89, 87, 84% である。

素子自体の研究においては、非対称型 ULPD アンテナを扱った。アレーアンテナ用の素子として使用出来る程の特性は得られなかったが、リプルが大きいながらも、非対称にする事よりビーム幅の広角化が得られた。また、シュペルトップ付きの非対称 ULPD アンテナにおいては、通常の ULPD アンテナと同様のダイポールモードが非対称構造で得られる事を確認できた。

## 参考文献

- [1] 鈴木, 今泉, 荒木, “衛星搭載用 S 帯ビーム形成装置用大規模 MMIC”, 電子情報通信学会, Vol.J87-C, No.1, pp.91-99, Jan.2004.
- [2] S. Liu, M. Lee, C. Jung, and F.D. Flaviis, “A frequency-reconfigurable CP patch antenna by integrating MEMS switches,” IEEE, APS. Int. Symp., vol.2A, pp.413-416, July 2005.
- [3] 西元, 山下, 大島, “小型・低電圧駆動 RF-MEMS スイッチ” 電子情報通信学会, Vol.J90-B, No.1, pp.17-24, Jan.2007
- [4] 菅原, 高野, 花山, 上, “無給電素子を装荷することによる開口面間隙の電氣的補償法の検討”, 電子情報通信学会, Vol.J86-B, No.3, pp.519-526, Mar.2003.
- [5] 長澤, 木藤, 近藤, 長谷部, “素子間結合を考慮したアレーアンテナ設計—半波長ダイポール平行配列ユニフォームアレー—” 電子情報通信学会, Vol.J85-B, No.1, pp.75-89, Jan.2002.
- [6] 大平, 飯草, “電子走査導波器アレーアンテナ”, 電子情報通信学会, Vol.J87-C, No.1, pp.12-31, Jan.2004.
- [7] 太郎丸, 大平, 加藤, 飯草, “エスパアンテナによるリアクタンスダイバーシティ特性と設計基準”, 電子情報通信学会, Vol.J87-C, No.1, pp.112-122, Jan.2004.
- [8] James L. Lawson, YAGI・ANTENNA DESIGN, The American Radio Relay League, 1986.
- [9] Eric A. Jones and William T. Joines, “Design of Yagi-Uda Antennas Using Genetic Algorithms,” IEEE Trans. Antennas Propaga. Vol.45, pp.1386-1392, Sep.1997.
- [10] 嶋田, 堀, 藤元, “最大利得を有する八木・宇田アンテナの構造”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-82, 2003.
- [11] 高野, 菅原, 加茂, “SPS 用大型アンテナの構成の簡略化技術”, 電子情報通信学会, Jan.2004.
- [12] 篠原, 久田, “マイクロ波送電用フェーズドアレーの現状と課題”, 信学技報, 2006
- [13] T.Takano et al., “Simplification of an Array Antenna by Reducing the Fed Elements” , IEICE Trans., vol.E88-B, no.9, pp.3811-3814, Sep.2005.
- [14] Arpa Thumvichit et al. , ”Ultra Low Profile Dipole Antenna with a Simplified Feeding Structure and a Parasitic Element”, IEICE Trans., Vol.E89-B, No.2, pp. 3811-3814, Feb.2006.
- [15] C.A.Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, New York:Wiley,1982.



## 発表論文

- [1] 居村 岳広, 阿部 邦昭, 磯野 泰三, 鎌田 幸男, 高野 忠, “寄生部分を多くした超低姿勢ダイポールアンテナの検討”, 第 49 回宇宙科学技術連合講演会, 3H06, 2005.
- [2] 居村 岳広, 阿部 邦昭, 鎌田 幸男, 高野 忠, “非対称超低姿勢ダイポールアンテナの検討”, 電子情報通信学会総合大会, B-1-84, 2006.
- [3] 居村 岳広, 奥村 碧, 熊丸 和宏, ダムリ ラデンアマド, 鎌田 幸男, 高野 忠, “非対称超低姿勢ダイポールアンテナによるダイポールモードの生成”, 電子情報通信学ソサイエティ大会, B-1-124, 2006.
- [4] Takehiro Imura, Midori Okumura, Kazuhiro Kumamaru, Damri Radenamad, Yukio Kamata, Tadashi Takano, ” Excitation of Dipole Mode in Asymmetrical Ultra Low Profile Dipole Antenna”, ISAP 2006.
- [5] 居村 岳広, 奥村 碧, 高野 忠, “間引き給電ダイポールアレーアンテナの配列法の一検討”, 電子情報通信学総合大会, 2007.

## 謝辞

本研究は、独立行政法人 宇宙航空研究開発機構 宇宙科学研究本部 高野忠教授のご指導のもとに行なわれました。非常に丁寧に、しかも親切に、指導して頂き有難うございました。本当に感謝しております。

また、アンテナの研究について全く分からない状態であった私に、研究の進め方、実験方法等において手助けをして頂いた先輩の磯野泰三さんには非常に感謝しております。とっても楽しかったですし、周りへの気遣いに対しては、脱帽です。また、後輩の阿部邦昭君と一緒に研究を進めるに当たって、実験において非常に頑張っていた事に感謝しております。この前お会いした時にはとても成長していた事が印象的です。磯野さん、阿部君が卒業した後は、同期の奥村碧さんと実験を致しましたが、最後まで一緒になって考え、また、楽しい雰囲気を自然に作って頂き、楽しく研究を行う事ができ、奥村さんには非常に感謝しております。また、本年度の途中までは、後輩の熊丸和宏氏とも実験を行いました。途中、解析メインになってそちらで頑張っておりましたが、研究に前向きな熊丸君と一緒に研究が出来て良い刺激になりました。また、アンテナ班のダムリ君の英語力には刺激を受けました。ありがとうございます。

前田さんには論文の英語のチェックをして頂き、ありがとうございます。また、相馬さんには、研究室の事を非常に考えている姿に感銘を受けました。また、研究室に入ったばかりでよく分からない時にも、親身になって教えて頂き感謝しております。宗正さんは研究室の環境作りの為に、あらゆる機器等の調整をして頂き、非常に感謝しております。卒業された、大西さん、稲葉さん、石井さんにも感謝しております。研究室に入ったばかりでよく分からない時にいろいろ教えてくれ、一緒に授業をとった千葉君にも感謝しております。また、三木君とは、頻繁に夕飯に行く事が多く、コンビニ弁当生活から脱却させて頂き有難うございました。また、岸君とはアンテナの理論についてお話出来てよかったです。

菅原さんには、アンテナのお話の相談に乗っていただき有難うございました。秘書の井村さんには事務関係の事で非常にお世話になりました。同様に、上原さんにもお世話になりました。ありがとうございます。

JAXA の工作室の皆様にはとてもお世話になりました。特に河本さんにはアンテナの作成方法を一緒に考え、作って頂き、また、実験に使用する反射板等の製作の際にも工作室の機器の使い方等を教えていただき、また、丁寧に見本を作って頂き、とても感謝しております。

JAXA 職員の鎌田技官にはアンテナとケーブルの件でお世話になりました。おかげで職業能力総合開発大学校の花山先生に電波暗室を貸して頂く事も出来、集中的に実験する事が出来、非常に良い勉強になりました。ありがとうございます。

電波暗室を貸して頂いた職業能力総合開発大学校の花山先生には非常に感謝しております。非常に丁寧に装置の説明をして頂き感謝しております。また、装置に何か問題が起きた時にも親身になって手伝っていただき、また、すぐに解決して頂いた事にも感謝しております。

最後に、再度、高野先生には感謝の意を示したいと思います。高野先生、ありがとうございます。