

修士論文

ビーム切り替え型平面アンテナ
に関する研究

A Study of Variable Beam-tilted
Microstrip Array Antenna

指導教官 新井宏之 助教授

平成14年1月31日提出

横浜国立大学 大学院 工学研究科
電子情報工学専攻

00DD067 浜元 こずえ

概要

様々なワイヤレス通信システムが利用される現在、限られた周波数資源のなかで伝送速度を高速化するには、複雑なデジタル信号処理をほどこさなければ実現することができない。無線通信のプロトコルまで含めたひとつのシステムとしてとらえ、これに最適なアンテナを提案していく必要性が高まっている。

本論文では次世代高速無線 LAN(Local Area Network) 用の基地局アンテナに必要とされるマルチビームアンテナの構成素子となる、ビーム切り替えの可能な平面アンテナについて検討した。無線 LAN とは、PC 端末と周辺装置を LAN と接続して直径が数十メートルのセル内の通信を可能にし、LAN の自由度と移動性を拡張する非常に重要なツールである。次世代高速無線 LAN は 5.2GHz 帯を利用し、20 ~ 25Mbps の伝送速度を実現するために変調方式に OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式を採用し、この多重波の伝送効率を高めるのにマルチビームアンテナが有効なため、その構成素子となる、ビーム切り替えの可能なアンテナを小型で設置が容易な平面アンテナによる構成で検討した。

まず、電磁結合励振スタブを給電に用いた平面パッチアンテナを提案し、モーメント法による解析から物理的なオフセットによる特性変化に強いアンテナであることを確認した。そして、スタブとパッチが電磁的に強結合しており、オフセットによりチルト角を制御するチルト角可変アンテナとして用いることが可能であることを示した。次に、この電磁結合励振型パッチアンテナ 2 素子を用いて、チルト角可変アレイアンテナ構造を提案した。2 素子をマイクロストリップ給電線路で結び、一点から給電する簡単な構造で、量産する際の経済性も考慮した。ビームチルトアレイの条件として、各素子の励振には 90 度の位相差、同振幅を満たす必要があり、給電位置のオフセットによりこれを実現した。さらに、高チルト角を必要とされる場合に合わせ、方形パッチから構成される 2 層構造のアンテナを提案し、その特性を解析した結果、アンテナ構成によってサイドローブを小さく抑え、60 度以上ビームチルト動作することを示した。また、数値計算によりチルト角が 30 度、45 度、60 度のとき最良の特性を持つアンテナの構成を示し、マルチビームアンテナの構成素子として十分な特性であることを示した。

目次

1. 序論	2
1.1. 背景および目的.....	2
1.2. マルチビームアンテナの概略.....	7
2. 電磁結合型平面パッチのビームチルトアレイ化.....	9
2.1. 電磁結合型平面パッチアンテナ	9
2.1.1. 4分の1波長スタブを用いた電磁結合励振.....	9
2.1.2. 電磁結合型平面パッチアンテナの素子構成.....	12
2.1.3. 放射素子オフセットした場合の主要特性.....	14
2.1.4. 同軸給電モデルと実験結果.....	17
2.2. ビームチルトアレイアンテナ	20
2.2.1. アレイアンテナについて.....	21
2.2.2. 電磁結合型平面パッチアンテナのアレイ化.....	22
2.2.2.1. スタブへのマイクロストリップ給電の場合.....	23
2.2.2.2. スタブへの直接給電の場合.....	26
2.2.3. 放射素子オフセットによるチルト角変化.....	28
2.2.4. 有限解析と実験結果.....	31
2.3. 導波器の装荷	35
2.3.1. 導波器と反射器.....	35
2.3.2. 二層構造の平面パッチアンテナ.....	36
2.3.3. 電磁結合パッチ平面アレイに導波器装荷.....	38
2.3.4. 有限解析と実験結果.....	43
2.4. 角度(30,45,60[DEG.])に応じた素子配置の最適化	45
2.5. 電磁結合型平面パッチアレイのまとめ.....	49
3. 結論	50
謝辞	51
参考文献.....	52
発表文献.....	53

1. 序論

1.1. 背景および目的

2000年10月より、IMT-2000(International Mobile Telecommunication 2000)・次世代移動通信方式の商用サービスがスタートした。今までのデジタル自動車・携帯電話サービスでは、900MHz帯での伝送速度は9.6kbit/sであったが、IMT-2000方式では、2GHz帯を用い最大伝送速度下り384kbit/sの高速化が図られている。インターネット利用者の増加や携帯電話サービスによるデータ伝送利用者の増加を背景に、高速電話回線の急速な普及や、今後期待される光ファイバネットワークの普及などにあわせ、各種ワイヤレスシステムへの高速化の要求は際限ない。特に、光ファイバでは100Mbpsの伝送が可能なのに対し、これとシームレスに端末をつなぐ無線システムはまだない。新たな無線システムの導入には、高速化が必至である。しかし、携帯電話、衛星放送、Bluetooth、ITSなど様々なワイヤレス通信システムが利用される現在、限られた周波数資源のなかで伝送速度を高速化するには、多値変調、マルチキャリア、スペクトラム拡散など複雑なデジタル信号処理をほどこさなければ実現することができない。さらに、一般的に伝搬環境による通信品質劣化が比較的少ないといわれるこのようなデジタル通信方式でも、安定した無線通信回線を確保するためにはダイバーシチ受信や干渉波除去などの十分な干渉対策が必要である。このような無線通信のプロトコルまで含めたひとつのシステムとしてとらえ、これに最適なアンテナを提案していく必要性がますます高まっている。

IMT-2000に続き、MMAC(Multimedia-Mobile-Access-Communications)と呼ばれる移動通信システムの標準化活動が進んでいる。MMACは光ファイバネットワークとシームレスな接続が可能な超高速・高品質な移動体通信システムをめざしている。図1-1に示すように、伝送速度の向上に特に重点がおかれている。その中で5.2GHz帯を使用する次世代高速無線LANシステムHiSWANa(High Speed Wireless LAN a)はイーサネット系の無線LANとして最大伝送速度20~25Mbpsのマルチメディア情報伝送を想定し研究開発が進められている。PC端末などへの情報伝送を考えた場合、IMT-2000のシステムを利用するよりも利用範囲がある程度決まっている場合(オフィス、家庭内など)、設置が容易で無線を活用する範囲がHUBから端末までと近距離なため、ユーザーが利用しやすい安価で高品質なサービスを提供できる。

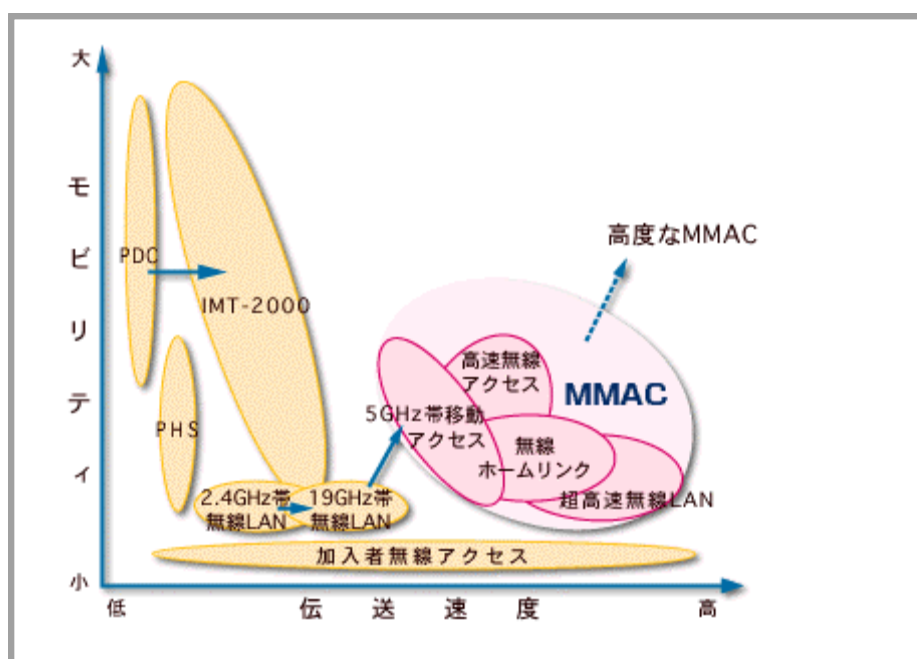


図 1-1 移動体通信の動向

無線 LAN とは、PC などの端末機器と構内通信網(LAN : Local Area Network) の間の接続線(LAN 支線)を無線化するもので、直径が数十メートルのセル内の通信を可能にする。無線 LAN の導入メリットとしては(1) LAN 支線の配線工事が不要になること、(2)ノート PC との組み合わせにより、場所を移動してもそのまま自席と同じ環境 LAN に接続できることが上げられる。オフィスでは、(1)は机の配置を変更するたびに面倒な配線工事をする必要がなくなることで、オフィスレイアウト変更時のコストが削減できる。さらにパッセージ(事業者コードレス電話システム)との組み合わせにより電話線工事も LAN 工事も不要なワイヤレスオフィスの実現が可能となる。

(2)は、たとえば、応接室などでのプレゼンテーションの際に急に必要になったファイルを LAN 経由で取り出したり、無線 LAN を装備したノート PC を持ち寄ってペーパーレス会議を行ったり、打ち合わせをしながら文書を変更するような共同作業を効率的に行ったりすることができるようになる。ペーパーレス会議とは図 1-2 のように、会議において紙印刷資料を用いず、代わりに PC 画面上で資料を閲覧しながら会議を行うため、最新の資料を共有して議論ができる長所を持ち、さらに紙の使用量を削減でき地球環境保全に貢献できる。



図 1-2 ペーパーレス会議の様子

(NTT DoCoMo テクニカルジャーナル vol.8 No.4 pp56 より)

また、家庭へのパソコンの普及(特にノート型 PC)に伴い、家庭用ワイヤレス機器製品の需要も増えている。今後は FTTH(Fiber To The Home)による光ファイバーの各家庭内の普及に伴い、家庭内での高速無線 LAN の需要もさらに多く見込まれている。

現在、LAN のための標準規格のほとんどは電気電子技術者協会(IEEE)において標準化作業が行われたものであり、有線、無線を問わず、ディフェクトスタンダードとなっている。そのなかで、IEEE 802.11 は屋内などの近距離間の LAN 配線を無線化することを主目的とした規格である。この規格は 5.2GHz 帯の電波を使用する 802.11a と、2.4GHz 帯を使用する 802.11b がある。すでに製品化され一般に広く普及しているものとして 2.4GHz 帯高速無線 LAN がある。2.4GHz 帯無線 LAN は最大伝送速度 11Mbit/s まで高速化されたものが製品化されている。しかし、2.4GHz 帯は ISM(Industrial Scientific and Medical)バンドであるため、さまざまな干渉要因の問題をはらんでいる。特に同一周波数を用いる Bluetooth を搭載した機器との共存をはかるため特に対策が必要である。

本論文で検討する次世代高速無線 LAN システム HiSWANa では 5.2GHz 帯を利用する。5.2GHz 帯を利用するメリットとしては、大容量化と高速化が期待できる。周波数が高くなり波長が短くなると、電離層の影響が少なくなることに加えて、適当な大きさのアンテナを用いることにより電波の放射ビームを狭めることができ、かつ運びうる情報量も増える。もともと 5.2GHz は衛星通信サー

ビスに用いられてきた。無線サービスの多様化により、逼迫してきた周波数割り当てを守るために、室内のみで使用する無線 LAN に 5.2GHz を使用できる。

また変復調方式としては、周波数利用効率の高いマルチキャリア方式の OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : 直交周波数分割多重) 方式(図 1-3)が採用されている。しかし、多重波干渉により伝送効率が低下する場合がある。高速の伝送効率を維持するには無線通信システムやアンテナ技術で多重波の影響を抑圧や回避する必要がある。このシステムに適したマルチビームアンテナの放射特性について検討した [1]によると、一般的な広さの室内においては、基地局アンテナにマルチビームアンテナを使用することで、無指向性アンテナを使用する場合よりも、到来する遅延波群の数を減少させ、伝送効率の改善にはより効果的であることが分かった。

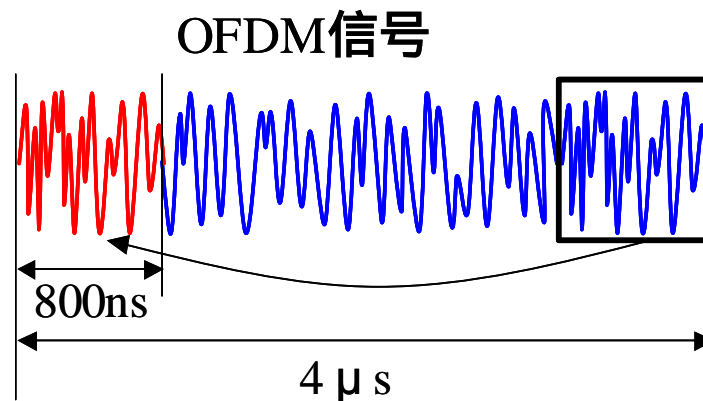


図 1-3 OFDM 信号

そこで本論文で、この基地局アンテナに必要とされるマルチビームアンテナの構成素子となる、ビーム切り替えの可能な平面アンテナについて検討した。本論文でいう平面アンテナとは、方形状のマイクロストリップ共振器を放射素子として用いるマイクロストリップアンテナ (MSA) のことである。MSA は放射系、給電系が一体として平面的に構成できるので、軽量、ロープロファイルである。MSA は基板上にプリントして大量生産が可能であることから、発表文献[1][2]のようないろいろなアンテナを応用した形状が提案されている。本論文では、この MSA をビームチルトさせるため平面アレー化する。MSA をアレー化する場合、一般的にフェーズドアレーアンテナ (電子走査アンテナ) のように、電力分配器や位相器等の給電系を、多機能化された給電システムとして基盤背面に構成する。その給電線路をスロット等を介し電磁結合により MSA 素子

と結合させ、給電ピンなどを用いることなく、放射系と給電系が一体化でき、構造的に強固なアレーアンテナを実現できる。今回、チルト角を目的に応じて可変とするために、放射素子をオフセットできるよう、 $\lambda/4$ スタブを用いた電磁結合励振を採用した。アンテナ小型化のために放射素子は高誘電率基板 ($\epsilon_r=4.0$) 上に設計した。このようにして、オフィスや家庭で利用しやすく美観にも優れた、小型で設置が容易な平面アンテナの構成について検討した。

マルチビームアンテナはフェージング対策としてのダイバーシチ受信に効果があるため、主に移動局用に用いられてきた。いままでに[2] の90度ハイブリッド結合器などを用いた4方向指向性切替型平面アレーなどが報告されている。今回のマルチビームアンテナは基地局として用いるため、いったん設置すればそれ以降角度を変化させる必要がない。部屋の大きさと基地局設置位置に応じて、任意の角度の側面アンテナを組み合わせればよい。チルト角に合わせと放射素子オフセット距離とスタブ配置を変え、30度、45度、60度のビームチルト角をもつビームチルト平面アレイの最適化を行った。

解析には高周波回路用の三次元電磁界解析シミュレータ: IE3Dを用いた。積分方程式を数値計算に適したマトリクス方程式に変換するモーメント法に基づいた解析結果を示す。高周波では給電線路などの影響を受けやすいので、給電系も含め、平面アレーの相互結合も考慮したアンテナ全体の特性の解析を行った。

まず2.1章で、電磁結合励振スタブを給電に用いた平面パッチアンテナを提案し、モーメント法による解析から物理的なオフセットによる特性変化に強いアンテナであることを確認した。まず、使用する周波数帯に合わせて給電線路、スタブ、パッチの最適化形状を提案した。その結果、スタブとパッチが電磁的に強結合しており、オフセットによりチルト角を制御するチルト角可変アンテナとして用いることが可能であることを示した。そして、2.2章において、この電磁結合励振型パッチアンテナ2素子を用いて、チルト角可変平面アレイアンテナ構造を提案した。2素子をマイクロストリップ給電線路で結び、一点から給電する簡単な構造で、量産する際の低コスト化も考慮した。ビームチルトアレイの条件として、各素子の励振には90度の位相差、同振幅を満たす必要があり、給電位置のオフセットによりこれを実現した。さらに2.3章では高チルト角を必要とされる場合に合わせ、方形パッチから構成される2層構造のアンテナを提案し、その特性を解析した結果、アンテナ構成によってサイドローブを小さく抑え、60度以上ビームチルト動作することを示した。最後に数値計算によりチルト角が30度、45度、50度、60度のとき最良の特性を持つアンテナの構成を示し、マルチビームアンテナの構成素子として十分な特性であることを示し

た．

1.2. マルチビームアンテナの概略

室内無線LAN基地局用としてのマルチビームアンテナの構成を示す．基地局マルチビームアンテナは、図 1-4 に示すように、4つの側面アンテナと1つの下方アンテナからなり、水平面に4方向及び真下5方向にビームを放射する．図 1-5の正方形の室内伝搬環境モデルにおいて、送信アンテナ設置位置は天井の中央とし、水平面の各ビームは部屋の角に向け、それぞれアンテナ直下を除いた部屋の総面積の1/4をカバーすることとする．図 1-5で塗りつぶしてある場所が1ビーム当りの放射領域(直接波で通信が可能な領域)で、特に斜線で示した場所が1ビームでカバーすべき領域である．アンテナ直下は真下向きのビームでカバーするものとする．室内に遮蔽物はない．ここで、 H は部屋の1辺の長さ、 h は観測面の高さを表す．

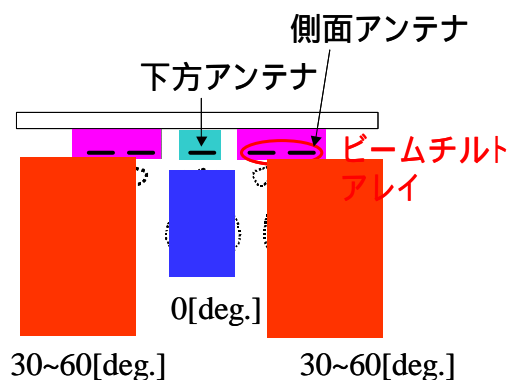


図 1-4 提案するマルチビームアンテナの構成

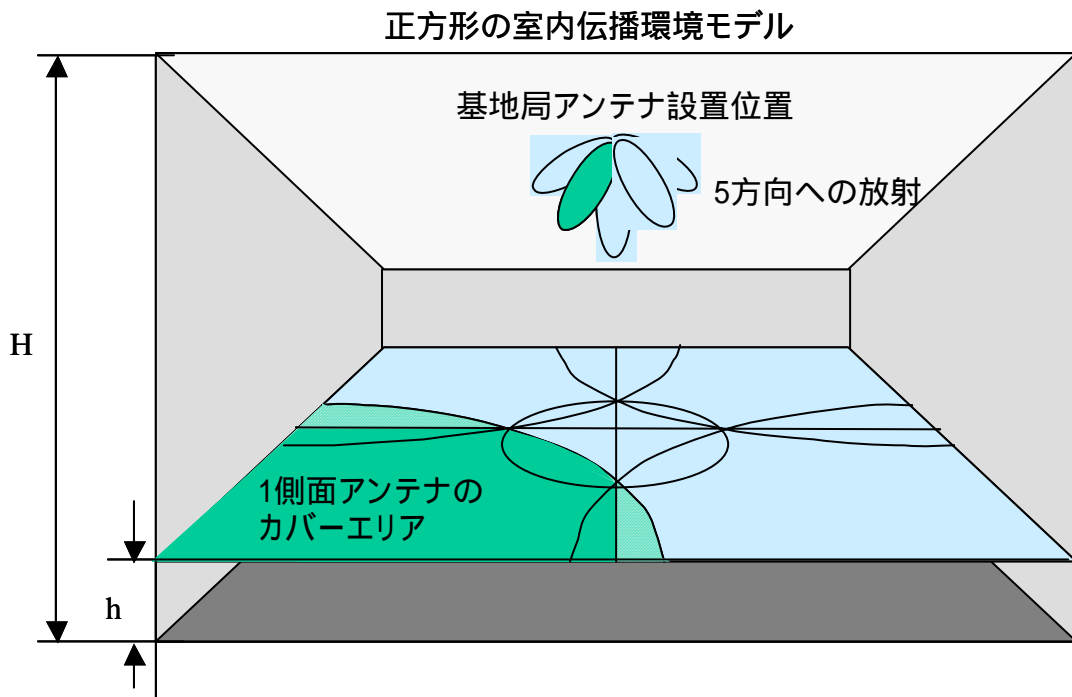


図 1-5 室内伝搬環境モデル

H:部屋の高さ 15 ~ 100m , h:観測面の高さ 1m

2. 電磁結合型平面パッチのビームチルトアレイ化

本章では、実際にビーム切り替え型平面アンテナを試作するための基礎検討として電磁結合励振型平面パッチアンテナとその特性、またその素子を使用したビームチルトアレイの主要特性を実験値とモーメント法による解析値を比較することによりその有効性を検証する。第 1 節では、ビームチルトアレイの構成素子となる、放射素子と給電系が分離して放射素子オフセット可能な電磁結合励振型平面パッチアンテナの検討、第 2 節では電磁結合励振型平面パッチ素子を使用したビームチルトアレイの検討、第 3 節ではビームチルトアレイのチルト角を増やすため導波器装荷の検討、第 4 節ではアレイの素子配置の最適化、第 5 節でまとめとする。

2.1. 電磁結合型平面パッチアンテナ

室内無線 LAN 用マルチビームアンテナの構成素子として、ビームチルト平面アレイを検討する。このため電磁結合励振型マイクロストリップパッチアンテナ 2 素子をアレイ化し、ビームチルトアレイを実現するため、まず平面パッチアンテナ単素子の基礎特性を解析する。

アレイ化した場合に、素子間隔を変化させることでビームのチルト角を制御する。そのために放射系と給電系が分離した二層構造の電磁結合励振型アンテナを考える。この構造では $1/4$ スタブをマイクロストリップ給電し、誘電体基板をはさんで、上層のマイクロストリップパッチを電磁結合励振する。給電線路と給電スタブによる損失を防ぐため、下層には低誘電率基板 ($\epsilon_r=2.6$) を用い、放射素子アンテナの小型化のために上層には高誘電率基板 ($\epsilon_r=4.0$) を採用した。

まず、この単素子のアンテナ特性をモーメント法に基づいた三次元電磁界解析シミュレータ IE3D による解析で計算し、目的周波数にあわせ各パラメータ(パッチの大きさ、スタブ形状、マイクロストリップ線路幅)の最適化を行った。

2.1.1. 4 分の 1 波長スタブを用いた電磁結合励振

まず、4 分の 1 波長マイクロストリップ線路スタブによる電磁結合励振方法について、モーメント法による計算により、その基礎特性を解析した。励振用

のマイクロストリップ線路スタブが $\lambda/4$ の長さで共振するため、パッチアンテナの 2 次の高次モードが励振されず、パッチアンテナがパラシティック素子として配置されるため周波数帯域幅が広く取れる利点がある。また、スタブとパッチが電磁的に強結合しているため制作誤差などに寛容な特性を有する。

マイクロストリップパッチアンテナの一般的な給電方法としては、図 2-1 の同軸線路給電と、図 2-2 のマイクロストリップ線路給電がある。同軸給電は外部導体を基板裏面の地板に、芯線をアンテナパターンに接地するため構造が複雑で、一般的にアレイ化するようなものには適さない。マイクロストリップ線路給電は、アンテナと同一面内に描かれたマイクロストリップ線路から給電するため、アンテナと同じにエッチングでき、制作が容易で経済性に優れている。しかし給電線が表面にあるので線路の曲がり部分から不要放射が問題となる。また、アレイ化するときにはこのような不要放射に加えて給電線路の伝送損失が問題になる。伝送損失は導体の表皮抵抗によるもので、周波数の $1/2$ 乗に比例して大きくなる。広帯域化には図 2-3 のような非共振長のスロットによる電磁結合励振か、または図 2-4 の 4 分の 1 波長マイクロストリップ線路スタブによる電磁結合励振が有効である。スロット励振は基板がもう一層増えることと、後方への放射が問題となる。本論文では、より簡単な構造で広い周波数特性を示し、さらに放射素子オフセットしても変化の特性が少ない、 4 分の 1 波長マイクロストリップ線路スタブによる電磁結合励振方法を採用した。このアンテナは励振用のマイクロストリップ線路スタブが 4 分の 1 波長の長さで共振するため、パッチアンテナの 2 次の高次モードが励振されない。

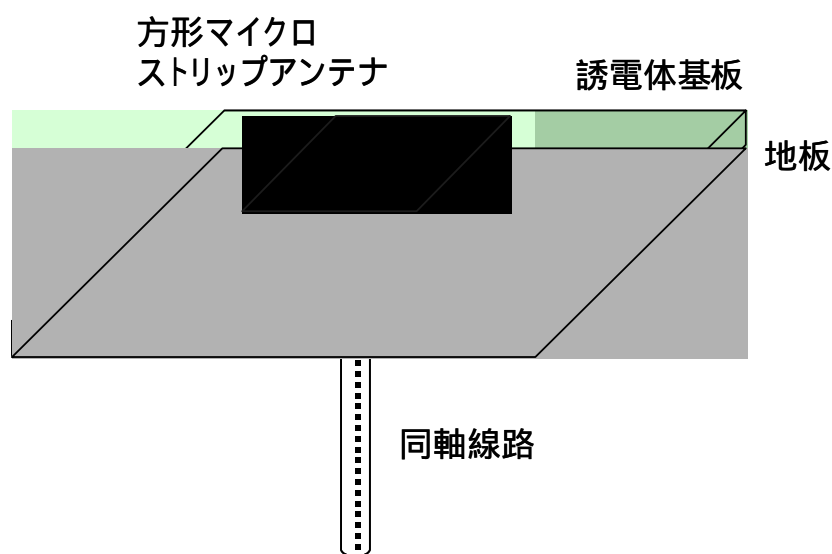


図 2-1 同軸線路給電

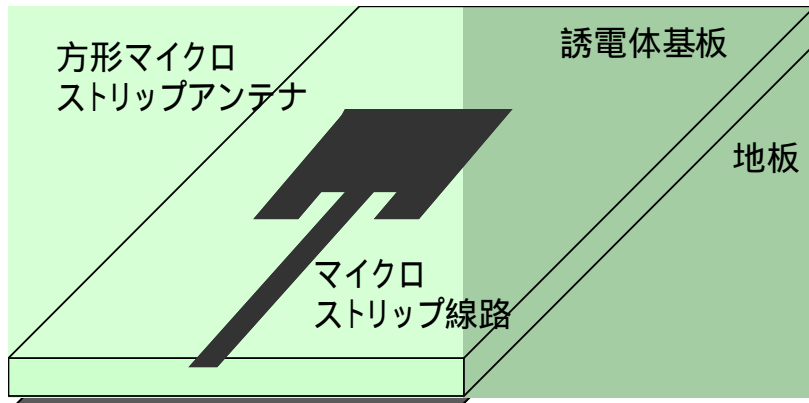


図 2-2 マイクロストリップ給電

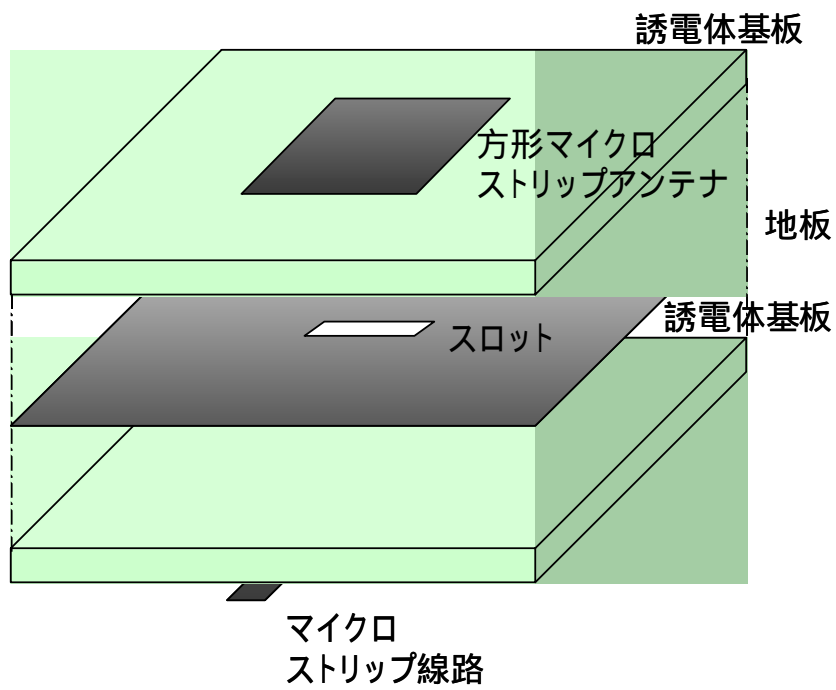


図 2-3 スロットによる電磁結合励振

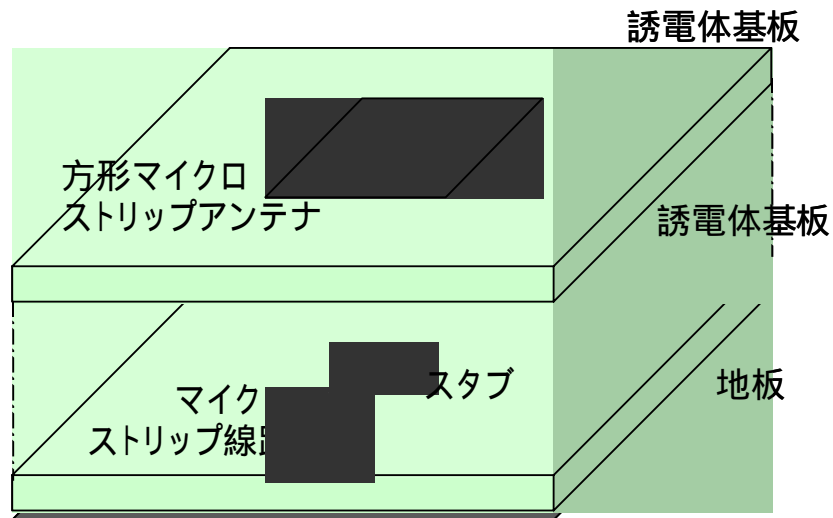


図 2-4 マイクロストリップ線路スタブによる電磁結合励振

2.1.2. 電磁結合型平面パッチアンテナの素子構成

本節では、2.1.1章の4分の1波長マイクロストリップ線路スタブによる電磁結合励振を採用した電子結合型平面パッチアンテナについて、素子構成と目的周波数に合わせ、各パラメータ（パッチの大きさ、スタブ形状、マイクロストリップ線路幅）の最適値を検討した。図 2-4に示すのように、二層の誘電体基板を用いる。下層の上にプリントしたマイクロストリップ線路から給電し、スタブの動作により、上層の上に配置されたマイクロストリップパッチアンテナを電磁結合励振する。そのため給電線路と給電スタブによる損失をできるだけ防ぐため、下層には低誘電率基板（ $\epsilon_r = 2.6$ ）を用い、放射素子アンテナの小型化のために上層には高誘電率基板（ $\epsilon_r = 4.0$ ）を用いた。

まず、給電のためのマイクロストリップ線路幅は線路インピーダンス 50Ω となるよう以下の計算式より求めた。

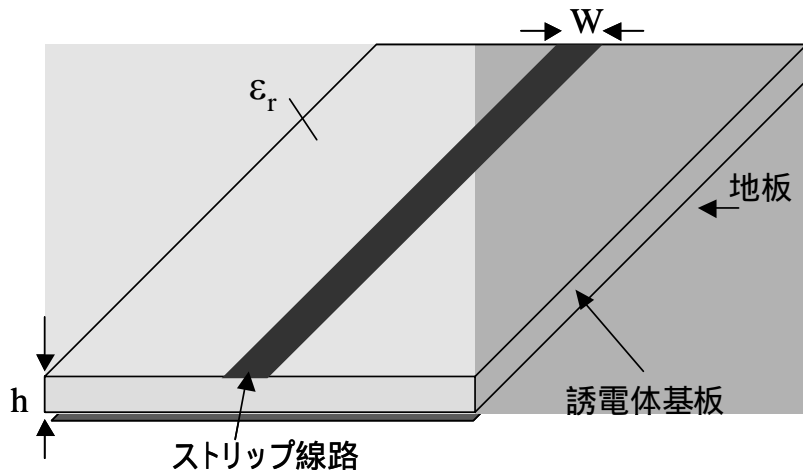


図 2-5 マイクロストリップ線路

$$\epsilon_e = \left(\frac{Z_0}{Z} \right)^2$$

式 2-1

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r - 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2\sqrt{1 - \frac{10h}{W}}}$$

式 2-2

等価誘電率 ϵ_e を求める式 2-1、式 2-2の連立方程式を解くと、基板パラメータ ($\epsilon_r = 2.6$ 、 $h = 0.8\text{mm}$)、線路インピーダンス 50Ω に最適なマイクロストリップ線路幅は 2.26mm である。

放射素子となるマイクロストリップアンテナは小型化のために高誘電率基板上 ($\epsilon_r = 4.0$) にプリントする。方形パッチ一辺の長さ L_1 が目的周波数 5.2GHz の 2 分の 1 波長となるよう式 2-3を解き、 $L_1 = 15\text{mm}$ とした。

$$L_1 = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{c}{2f_{(5.2G)}\sqrt{\epsilon_r}} = 15\text{mm}$$

式 2-3

スタブの形状は、モーメント法に基づいた三次元電磁界解析シミュレータ IE3D による解析で検討した。スタブ長 L_1 とスタブ幅 W_2 を変化させ、 5.2GHz

で最も整合のよい特性を得られるパラメータを得た．図 2-6 のように $L_1=11.0\text{mm}$ 、 $W_2=5.0\text{mm}$ のときで、その特性は図 2-7 で示すように、放射素子とスタブが完全に重なった状態で、RL が 15dB と最も整合が取れた．

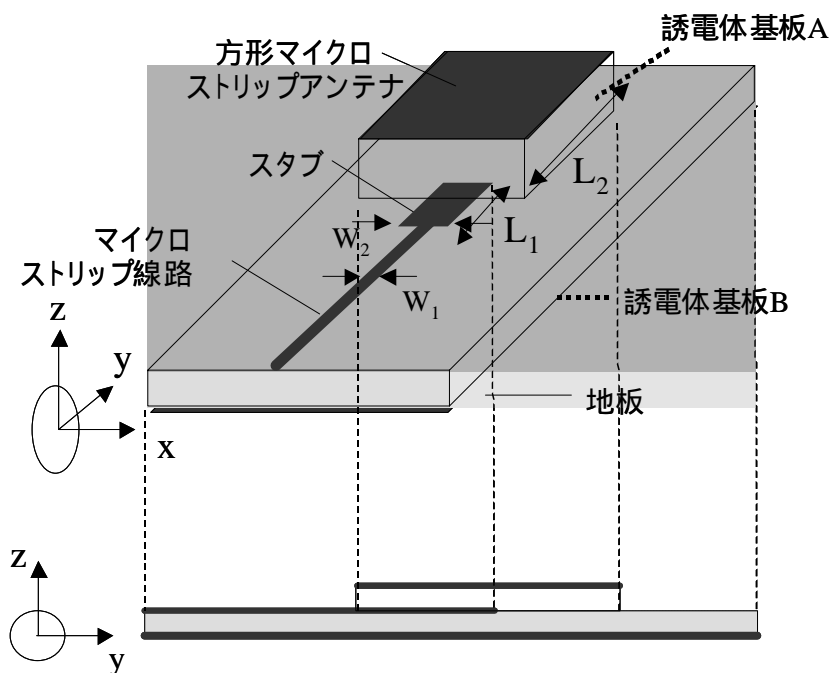


図 2-6 電磁結合励振パッチアンテナ単素子

$L_1=\lambda/4=11.0\text{mm}$, $L_2=\lambda/2=15.0\text{mm}$, $W_1=2.0\text{mm}$, $W_2=5.0\text{mm}$
 誘電体基板 A ; $\epsilon_r=2.6$, 誘電体基板 B ; $\epsilon_r=4.0$, 基板厚み 0.8mm

2.1.3. 放射素子オフセットした場合の主要特性

2.1.2で最適化した電磁結合励振パッチ単素子について、アレイ化した場合に、素子間隔を変化させることでビームのチルト角を制御する．そのために放射系と給電系が分離した二層構造の電磁結合励振型アンテナを考える．この素子は電磁的強結合により周波数大域幅が広く、素子オフセットなどに寛容な特性を示す利点がある．素子オフセットによる特性変化を調べるために、放射素子のみを誘電体基板上で水平にスライドさせ、特性変化を解析した．特にパッチのオフセットによるパターン特性変化がないことが望ましいため、これに注目する．

放射素子オフセットとして、放射素子を給電線路と反対方向へ水平スライドさせる。逆に、給電線路側にオフセットすると、放射素子が給電線路と重なり、スタブとの整合が取れなくなる。放射素子とスタブが完全に重なった状態(0mm)と、放射素子を 9mm オフセットした状態で(9mm)、図 2-7のリターンロス特性と図 2-9の E 面指向性パターンを比較する。オフセットすることで、パッチからはみでたスタブの長さが共振長を長くし、共振周波数が0.3GHz低くなったが、パターン変化はほぼない。オフセットが 10mm より多くなると、パッチとスタブの重なり部分が極端に少なくなるために整合が取れなくなることがわかった。しかし、0~9mm のオフセットはリターンロスが-10dB 以下と整合がとれており、E 面指向性もほぼ変化がなく、オフセットに強い特性を示すことが解析により示された。

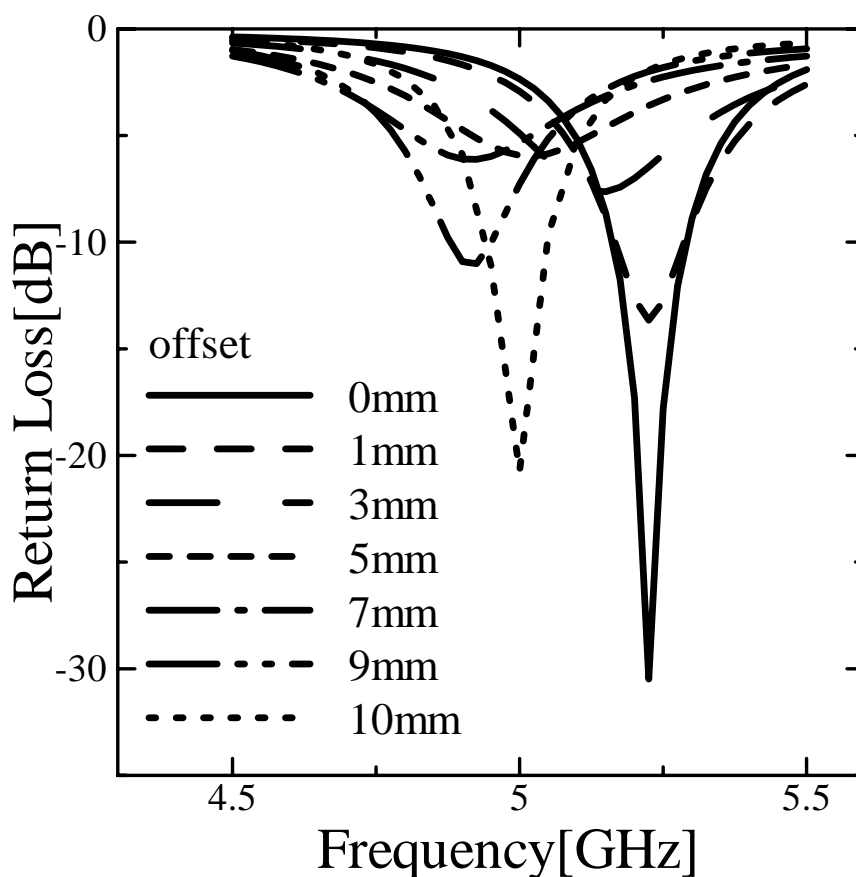


図 2-7 単素子の素子オフセットによる特性変化
(リターンロス特性)

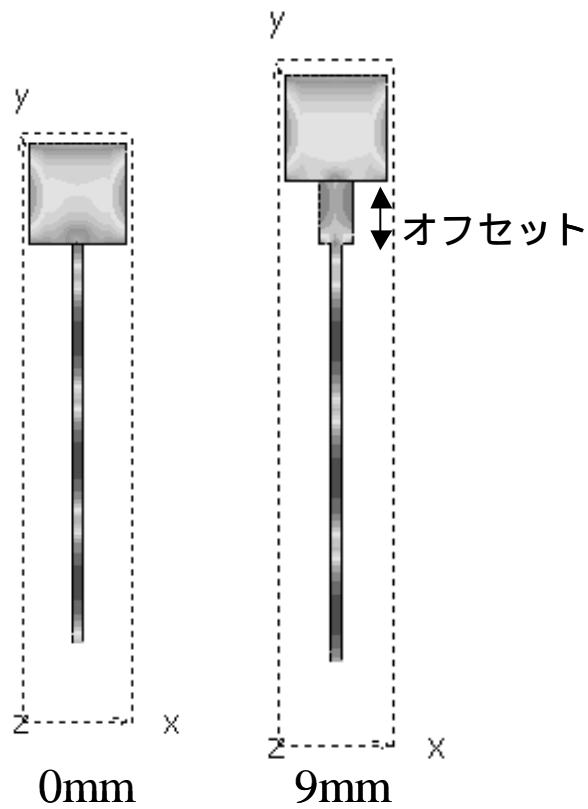


図 2-8 単素子の素子オフセットによる特性変化
(電流分布)

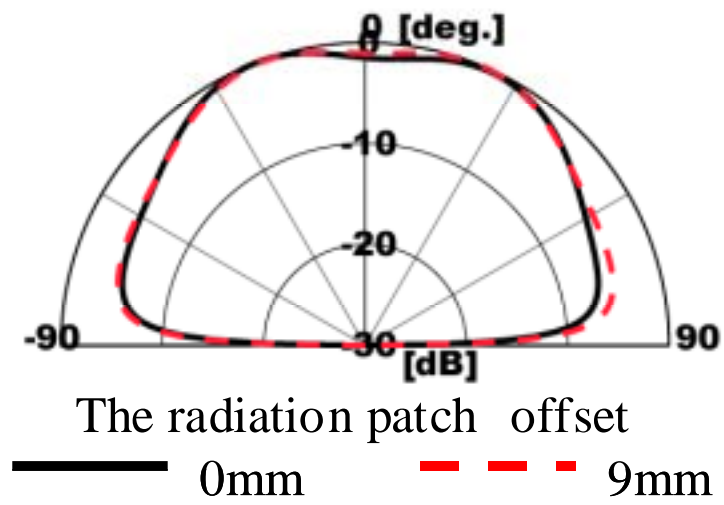


図 2-9 E面指向性

2.1.4. 同軸給電モデルと実験結果

2.1.3の特性を実験によって確かめる。しかし、実際に図 2-6の素子を制作し特性を評価したところ、地板と基板が有限であることと、高周波のためにマイクロストリップ給電線路の影響が特性に大きく影響を及ぼした。そこで、これらの影響を無視して4分の1波長スタブ電磁結合励振パッチアンテナの特性を調べるために、図 2-10のような4分の1波長スタブに同軸給電して電磁結合励振するモデルを考える。同軸給電は給電系の放射が無視できるほど小さい。実験結果との比較で IE3D による解析の有効性を調べるために図 2-10のモデルによる解析も行った。

解析では、図 2-10の有限地板の同軸給電スタブ電磁結合励振パッチ単素子モデルを用い、放射素子のみを誘電体基板上で水平にスライドさせ、特性変化を測定した。

制作した実験素子を図 2-11示す。放射素子のみを有限の誘電体基板上で水平にスライドさせ、特性変化を測定した。素子の接合のため、放射素子とスタブが完全に重なった状態は再現できず、放射素子とスタブが多く重なった状態(2mm)と、重なりが少ない状態(7mm)との比較を行った。それぞれ、解析と実験結果を、リターンロス特性を図 2-12に、オフセット 2mm のときの E 面指向性を図 2-13、オフセット 7mm のときの E 面指向性を図 2-14に示す。それぞれ、実験結果と解析は一致した。実験でも解析と同様に、放射素子オフセットによる変化の少ない特性を示し、解析の有効性が示された。

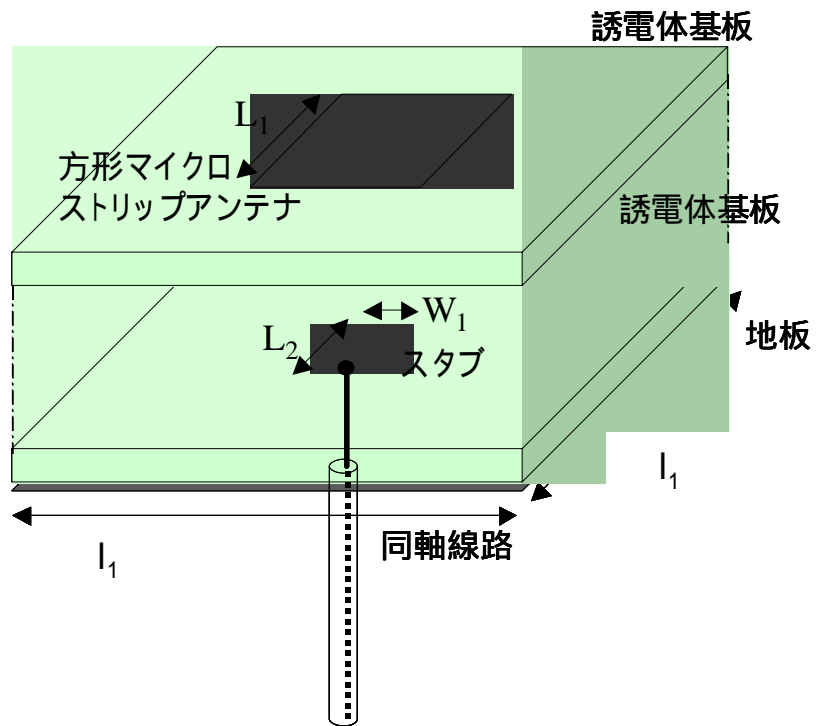


図 2-10 同軸給電スタブ電磁結合励振パッチ単素子モデル

$L_1=11.0\text{mm}$, $L_2=15.0\text{mm}$, $W_1=5.0\text{mm}$, $l_1=50\text{mm}$

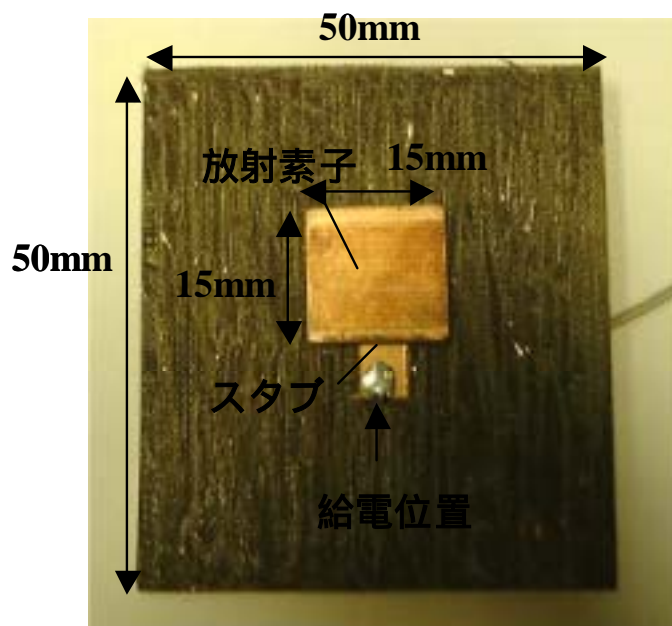


図 2-11 電磁結合励振パッチ単素子・実験素子

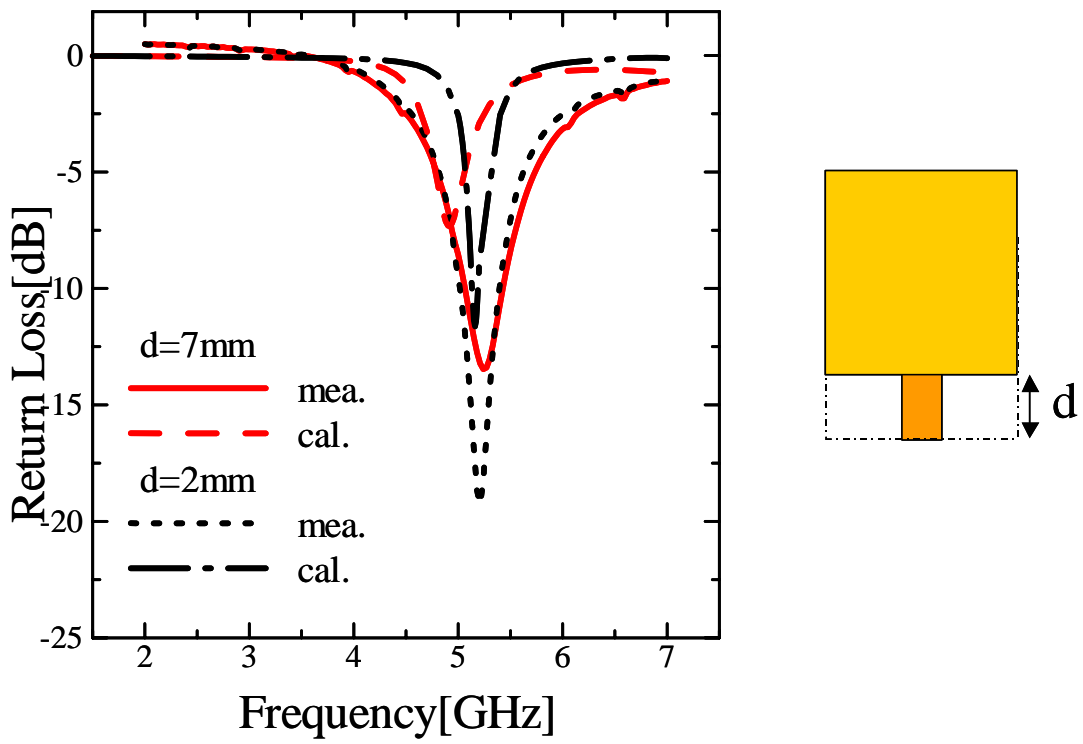


図 2-12 単素子実験結果

リターンロス特性

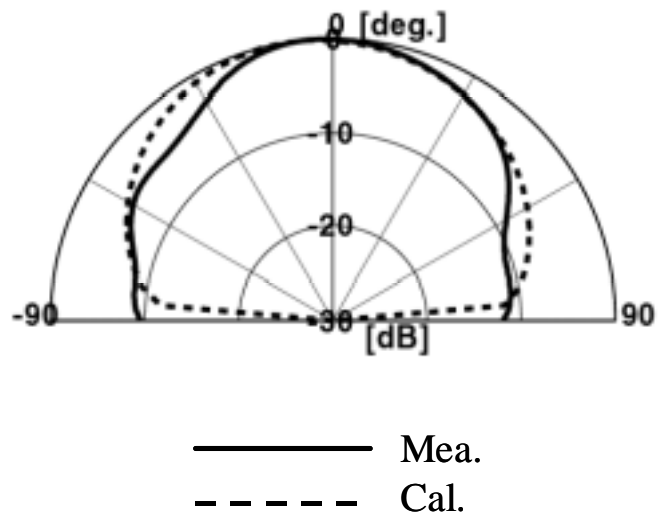
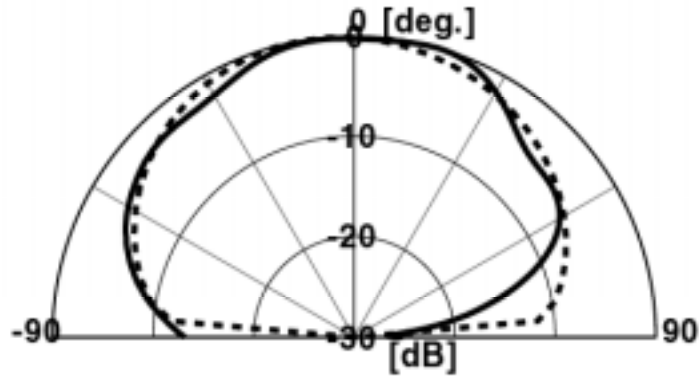


図 2-13 単素子実験結果

E面指向性($d=2\text{mm}$)



————— Mea.
 - - - - - Cal.

図 2-14 単素子実験結果
 E面指向性(d=7mm)

2.2. ビームチルトアレイアンテナ

2.1では電磁結合励振スタブを給電に用いた平面パッチアンテナを提案し、モーメント法による解析と実験から物理的な放射素子オフセットによる特性変化に強いアンテナであることを確認した。まず、使用する周波数帯に合わせて給電線路、スタブ、パッチの最適化形状を提案した。その結果、スタブとパッチが電磁的に強結合し、放射素子オフセットにより特性が変化しない。

2.2ではその素子を使用したアレイの検討を行う。電磁結合励振型平面パッチアンテナ2素子を用いて、2素子アレイによりビーム切り替えアンテナを実現する。

同一形状の2つの方形マイクロストリップパッチアンテナを、それぞれ電磁結合スタブ励振する。ビームチルトアレイ化の条件として、各素子の励振には90度の位相差、同振幅を満たす必要があり、給電方法の工夫によりこれを実現する。アレイ化により実際にビームチルトを得られることを、指向性パターンを求めて確認する。

2.2.1. アレイアンテナについて

アンテナの指向性を所望の特性にするためには、アンテナ上の振幅と位相成分を制御する必要がある。複数のアンテナ素子を配列して、それぞれの素子アンテナの励振振幅と位相成分を制御し所望の指向性を実現するのがアレイアンテナである。一次元直列アレイ配置した場合、アレイ指向性 $g(\theta)$ は素子数 N とすると、式 2-4 のようにそれぞれの素子の振幅と位相成分の総和となる。

$$g(\theta) = \sum_{n=0}^N a_n e^{jnu}$$

式 2-4

n 番目の素子の位相は nu 進む。素子間隔が d のとき、

$$u = nd \sin \theta$$

式 2-5

を満たす。つまり、素子間隔 d により位相制御が可能となる。

フェイズドアレイやアダプティブアレイは高速なビーム走査を実現するために、デジタル位相器などを用いて位相差を電気的に変える。ビームの数が少なくてよい場合、簡単な位相制御を行うことでビームの切り替えができる。例えば、図 2-15 のように、無指向性アンテナの 2 素子アレーが等振幅で位相差 90 度のとき、指向性は式 2-6 で表され、図 2-16 のように位相差によって切り替えの可能なアレーパターンが得られる。

$$g(\theta) = F(\theta) \square D(\theta) = (1 \pm je^{-j\frac{\pi}{2} \sin \theta}) \square D(\theta)$$

式 2-6

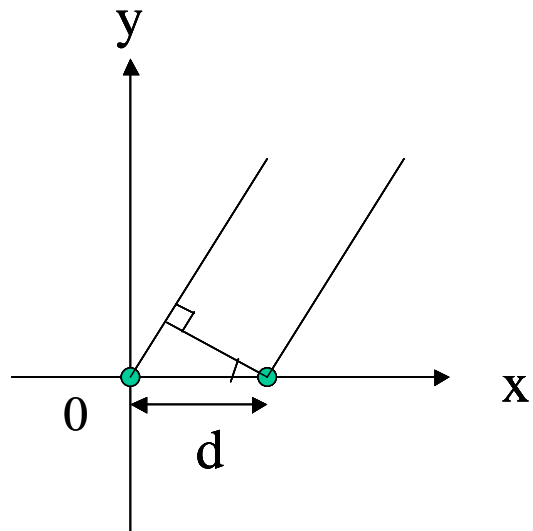


図 2-15 2素子アレイ化

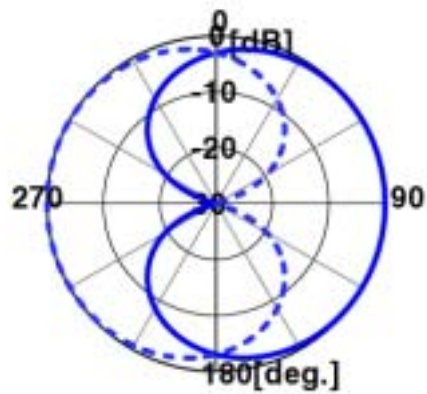


図 2-16 H面アレイ指向性($d = \lambda/4$)

2.2.2. 電磁結合型平面パッチアンテナのアレイ化

この章では、電磁結合励振型平面パッチアンテナ 2 素子を用いて、2 素子アレイによりビーム切り替えアンテナを提案する。各素子の励振が 90 度の位相差、同振幅を満たすとき、指向性は式 2-7をみたとす。

$$G(\theta) = F(\theta)D(\theta)$$

$$F(\theta) = 1 + \sin(2\pi d \sin \theta) - j \cos(2\pi d \sin \theta)$$

式 2-7

素子間隔距離 d が位相変化に作用し、ビーム切り替えに影響する．これを利用して、放射素子オフセットによるビーム切り替えを実現する．

2.2.2.1. スタブへのマイクロストリップ給電の場合

この章では、2.1.3 で最適化したマイクロストリップ給電スタブ式電磁結合励振型平面パッチを使用したビームチルトアレイ化の検討を行う．素子構成を図 2-17 に示す．パッチ 2 素子を高誘電体基板の上に素子間隔 d で配置し、それぞれのスタブをマイクロストリップ給電線路で結ぶ構造を低誘電体基板の上にプリントして描く．マイクロストリップ給電線路から伸ばした T 分岐線路から一点給電する．ビームチルトアレイの条件として、各素子の励振には 90 度の位相差、同振幅を満たす必要があり、給電位置のオフセットによりこれを実現した．このように簡単な構造で、量産する際の低コスト化も考慮した．

T 分岐線路からの給電について、線路の中央から給電した場合は同振幅、同位相の電力がそれぞれのスタブに供給される．同位相の場合、2 素子はアレイ化せず、電流が打ち消しあい、図 2-20 (a) のようにパターンが割れる．この給電位置をオフセットし、90 度の位相差が生じさせる．T 分岐給電位置を 28mm オフセットしたとき、図 2-20 (b) のように、アレイ化したパターンが得られた．給電位置のオフセットで、適当な位相差が生じさせ、位相器なしでビームチルトアレイを実現した．

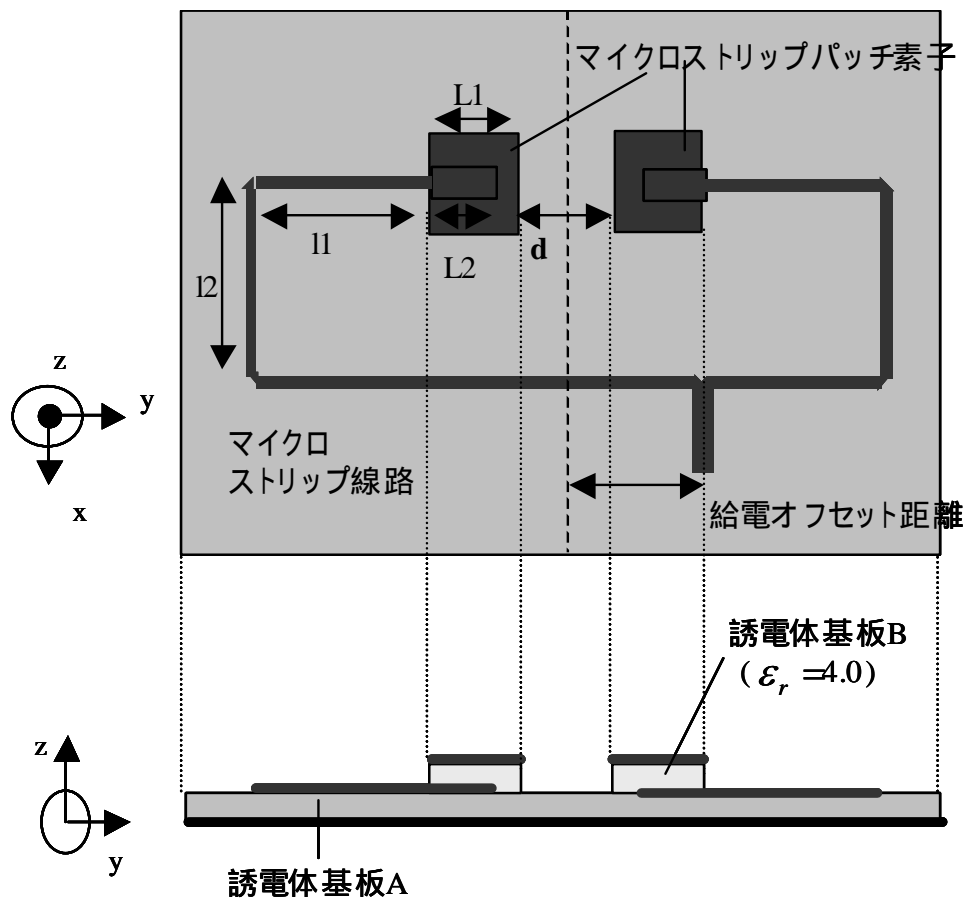


図 2-17 MS 給電によるアレイ構造

$$L_1 = \lambda/2 = 15.0\text{mm}, L_2 = \lambda/4 = 11.0\text{mm}$$

$$l_1 = 30.0\text{mm}, l_2 = 30.0\text{mm}, \text{基板厚み } 0.8\text{mm}$$

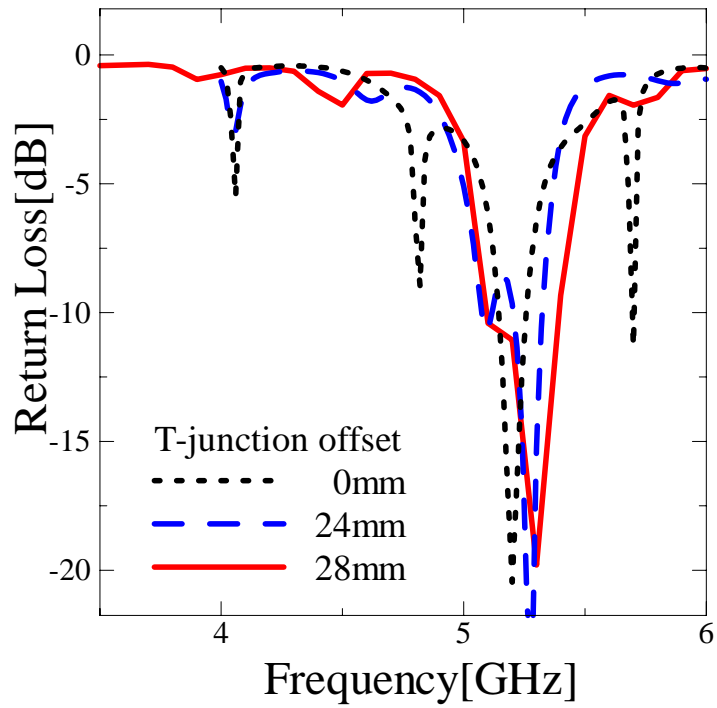
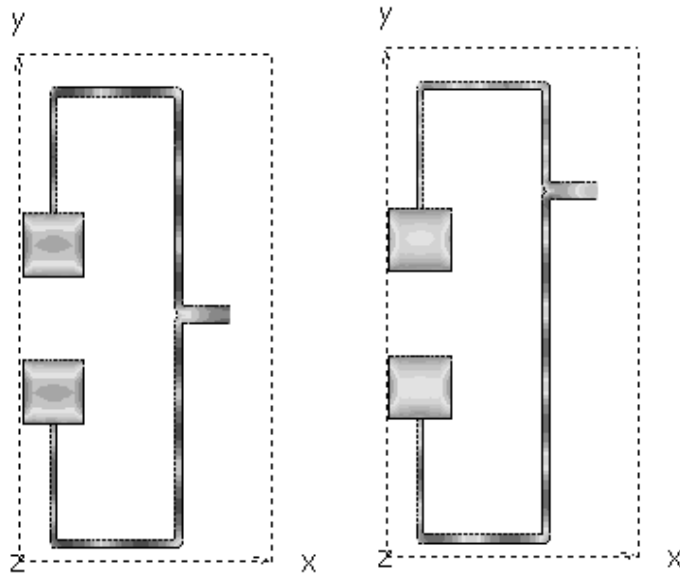


図 2-18 給電位置オフセットによるリターンロス特性の変化



(a) T-junction offset 0mm (b) T-junction offset 28mm

図 2-19 給電位置オフセットによる電流分布特性の変化

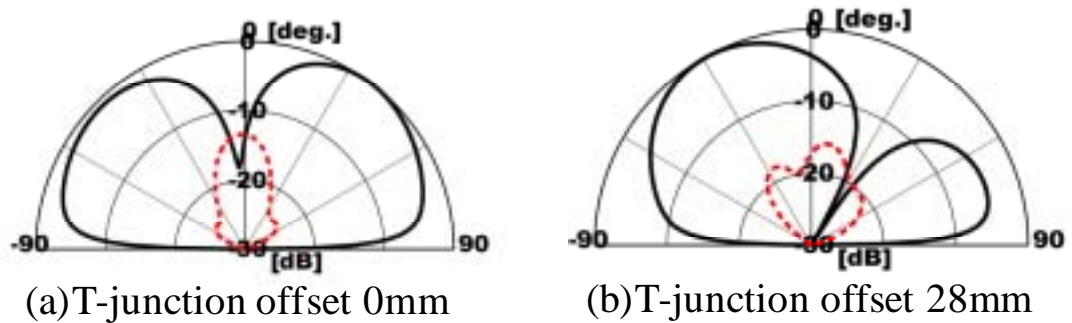


図 2-20 給電位置オフセットによる E 面指向性の特性変化

2.2.2.2. スタブへの直接給電の場合

2.2.2.1では、平面パッチアンテナのアレイ化をマイクロストリップ線路給電により実現した。この小節では、2.1.3同様に、マイクロストリップ線路の影響を無視し、パッチとスタブのアレイ特性のみを評価するために、スタブに直接同軸給電する方法でアレイ構造の解析を行った。スタブ同軸給電式電磁結合励振パッチのアレイ化モデル図を図 2-21に示す。アレイの条件を満たすため、各素子の励振には 90 度の位相差、同振幅を満たす必要があり、2.2.2.1では給電位置のオフセットによりこれを実現した。しかし、同軸給電の数値解析では直接的に任意の位相と振幅を与えることができる。

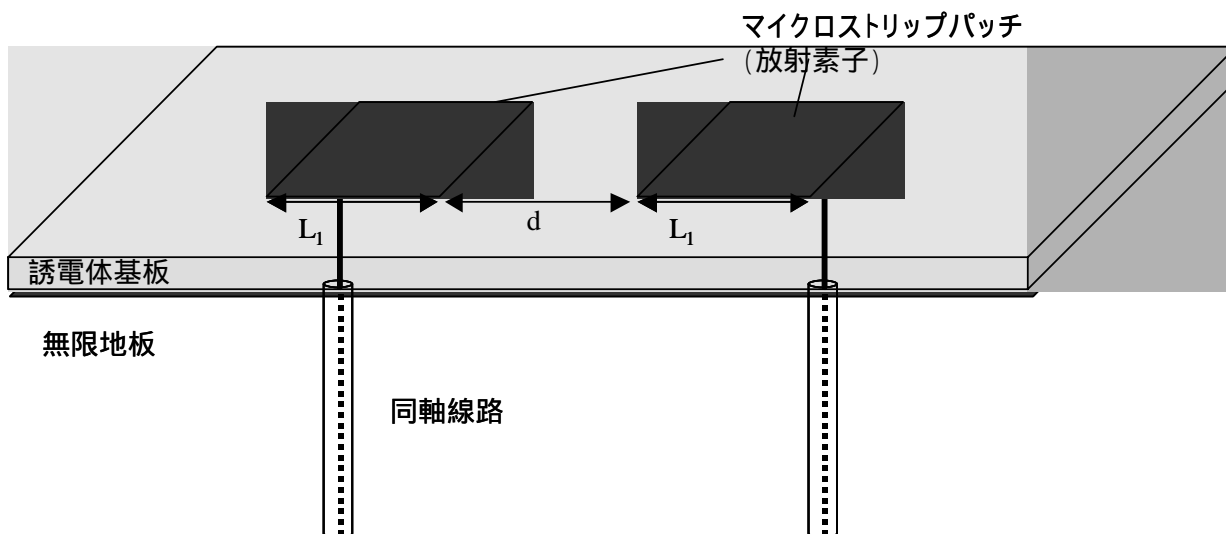


図 2-21 スタブ同軸給電式電磁結合励振パッチのアレイ化モデル

$L_1 = \lambda/4 = 11.0\text{mm}$, 誘電体基板 A; $\epsilon_r = 2.6$ 基板厚み 0.8mm

この解析モデルでは、スタブへの給電を各ポートで直接制御できるため、位相差を正確に再現できる。等振幅で、同位相の場合と位相差 90 度の場合を比較すると、図 2-22 の電流分布には (a)(b) にほとんど違いがない。しかし、図 2-23 の指向性を見ると、(a) 同位相の場合は 2 素子が互いのパターンを打ち消しあって割れている。(b) 位相差 90 度の場合、メインビームがチルト使い、アレイ化していることが確認できる。

マイクロストリップ給電と同軸給電の位相を変化させた E 面指向性の結果、図 2-20 と図 2-23 を比較すると、全く同様の傾向が見られる。(a) の同位相の場合、パターンが割れ、(b) の位相差 90 度の場合には片方にメインビームが傾き、また最大放射方向での利得も約 3dB 向上する。これにより、2.2.2.1 のマイクロストリップ給電が位相差 90 度を給電オフセットで実現し、アレイ化したことを示す。

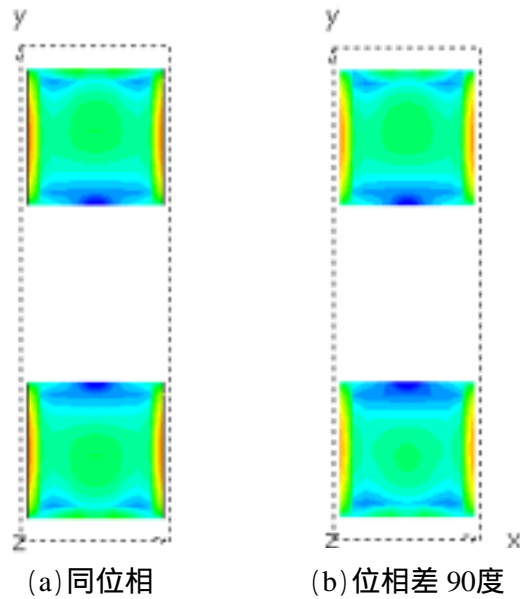


図 2-22 スタブ同軸給電式励振パッチアレイの電流分布特性

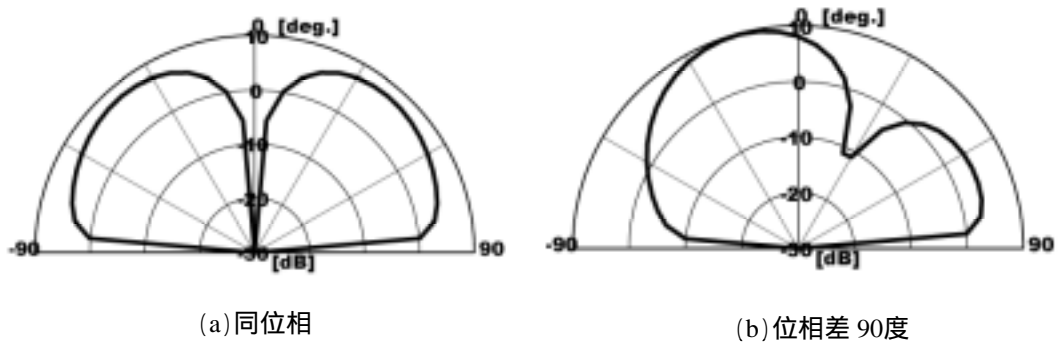


図 2-23 スタブ同軸給電式励振パッチアレイの E 面指向性

2.2.3. 放射素子オフセットによるチルト角変化

本節では、2.2.2.1で実現した電磁結合励振平面パッチアンテナの平面アレイの指向性が、式 2-7をみだし、素子間隔距離 d によりビームチルト角可変となることを確認する。

まず、図 2-17のマイクロストリップ給電スタブ式電磁結合励振型平面パッチ
 ビームチルトアレーの放射素子オフセットによるビーム切り替えを実現する。
 パッチ 2 素子の素子間隔 d を変化させ、特性を解析により調べた。はじめ、
 $d=0.5\lambda(20\text{mm})$ でスタブとパッチが完全に重なった状態 (a) にする。このときの
 メインビームのチルト角は、図 2-25(a)に示すように、29 度だった。この状態 (a)
 から、放射素子パッチを水平にスライドさせ、素子間隔を 1mm ずつ狭めていく。
 片側のパッチのみを動かして、素子間隔を狭めた場合、 $d=0.3\lambda(12\text{mm})$ のとき、E
 面指向性のメインビームのチルト角が最も大きく、図 2-25 (b) に示すように
 43 度だった。両側のパッチを等間隔に動かして、素子間隔を狭めた場合、
 $d=0.4\lambda(16\text{mm})$ のとき、チルト角の変化はほとんどなく、最大でも、図 2-25 (c)
 に示すように 31 度だった。しかし、片側のみのオフセットと比較すると、両側
 オフセットした場合のほうが、メインビームと反対方向に生じるサイドローブ
 レベルが小さい。等間隔にオフセットすることで、パッチが放射する電力量が
 等しくなり、素子振幅が一致しアレイ化するためには条件がよいためである。
 マルチビームアンテナの構成素子の特性として、サイドローブレベルは-15dB 以
 下に抑えることが望まれるので、両側均等オフセットで配置の最適化により、
 ビームチルト角が大きく、サイドローブレベルの小さいパターンを得る。

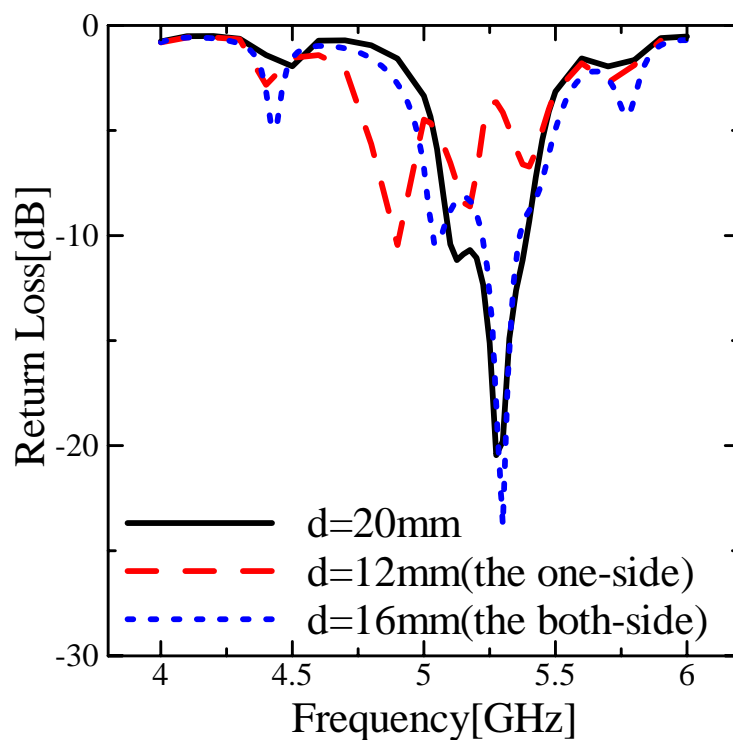
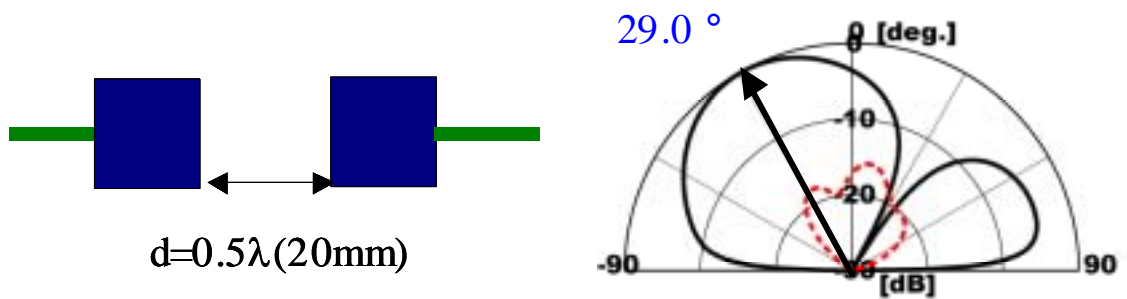
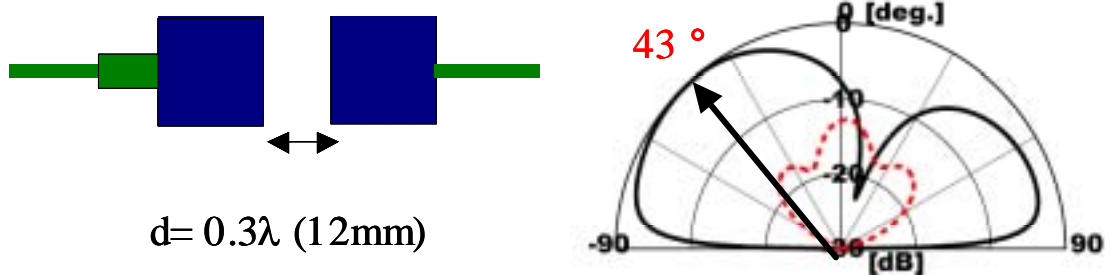


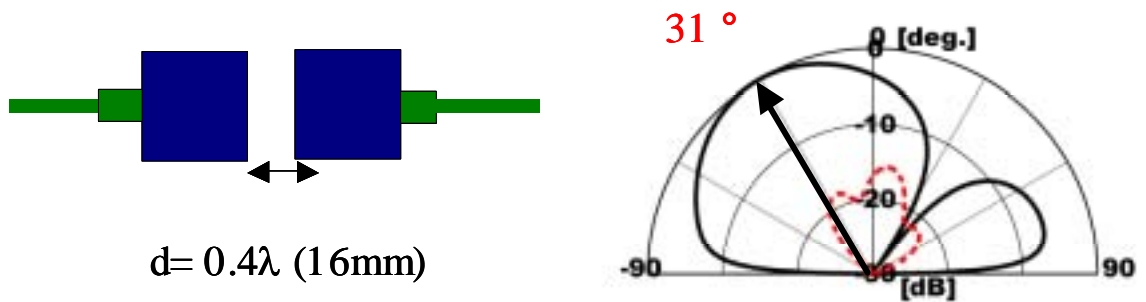
図 2-24 リターンロス特性



(a)素子間隔 $d=0.5\lambda$ のとき



(b)片側パッチオフセットしたとき



(c)両側パッチオフセットしたとき

図 2-25 素子配置変化と指向性変化

さらに素子最適化配置を変えて解析を繰り返した結果、サイドローブの最も小さく、ビームチルト角も大きいアレイ特性を得たので、その配置と E 面指向性を図 2-26 に示す。素子間隔を 0.05λ に狭め、放射パッチとスタブを 3mm ずつオフセットした構成のとき、ビームチルト角 41 度で、サイドローブは -15 dB 以下に抑えられた。素子間隔は狭めるほどビームチルト角が大きくなり、放射素子とスタブの配置はオフセットが大きいほどサイドローブが小さくなる傾向に

あるが、互いにトレードオフの関係があり、2.5で述べるような角度に応じた配置の最適化には注意を要する。

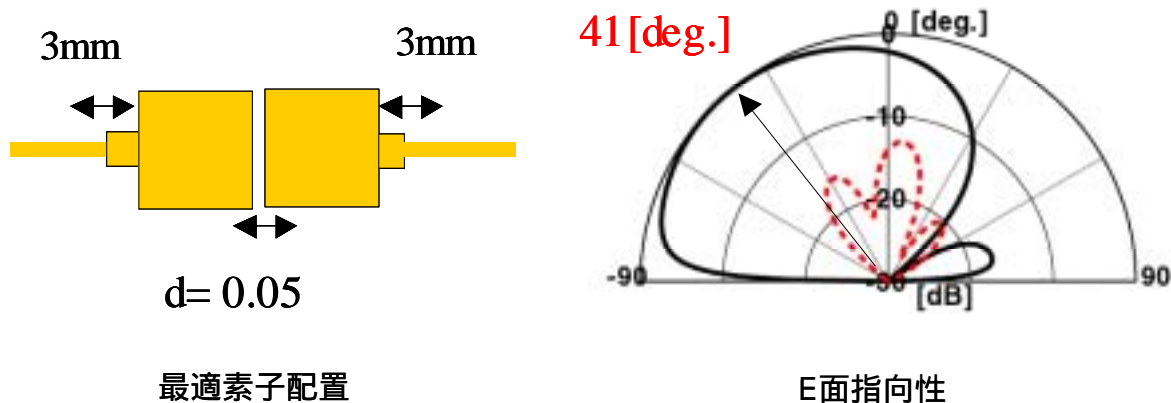


図 2-26 最適素子配置と最大ビームチルト指向性

2.2.4. 有限解析と実験結果

2.2 章において、これまでは無限地板上の設定で解析を行った。アレイ素子を作成し、実験においてこれまでの特性の有効性を検討するため、まず有限地板上での解析も試みた。実験結果の比較は有限解析と行う。

IE3D による有限地板での解析モデルを図 2-27に示す。有限地板を含め基板の大きさを図 2-28の実験素子と同じ 70mm×125mm とした。素子配置は 2.2.3 で最適化した最もバックローブの小さいアレイ特性を示す配置とした。

図 2-29のリターンロス特性をみると、有限解析と実験の結果はともに地板に分布する電流の影響で放射素子の共振以外の共振特性がみられる。そこで、有限での解析により、それぞれの共振周波数においてみられる電流分布を比較した。4.44GHz と 4.76GHz の電流分布をそれぞれ図 2-30に示す。図 2-30 (a)をみると、給電側の基板端に電流が強いのり、この共振が放射素子のアレイ化に起因するものではなく、給電線路と地板の影響を受けていることがわかった。図 2-30(b)においては、やはり地板に電流が分布し、地板が小さいためにその影響を及ぼしているものの、放射素子に強く電流がのり、ここでの共振がアレイ化に関与していることが示されている。

実験で E 面指向性を測定し、有限での解析結果と比較した。4.44GHz と 4.76GHz のパターンをそれぞれ図 2-31と図 2-32に示す。いずれのパターンもほぼ一致し有限で解析した場合、実験結果とよく一致することが示された。2.2.3 で得られたサイドローブの小さいビームチルト角の大きい特性を実験で得るためには、十分大きな地板を要することがわかった。

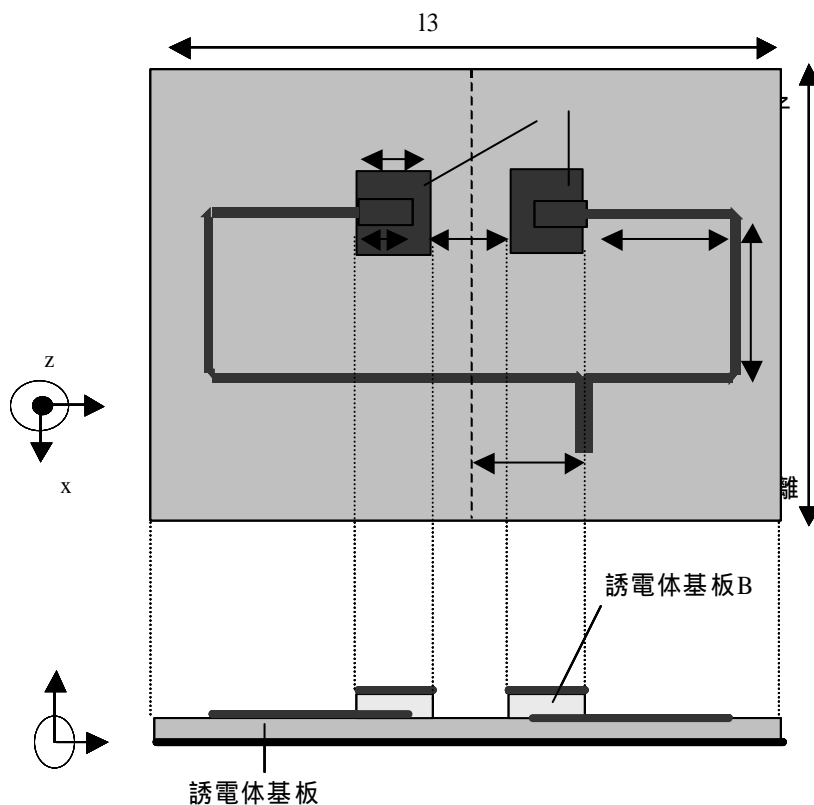


図 2-27 電磁結合型パッチアレイアンテナの有限地板解析モデル

$$L_1 = \lambda/2 = 15.0\text{mm}, L_2 = \lambda/4 = 11.0\text{mm}$$

$$l_1 = 30.0\text{mm}, l_2 = 30.0\text{mm}, l_3 = 12.5\text{mm}, l_4 = 7.0\text{mm}, \text{基板厚み } 0.8\text{mm}$$

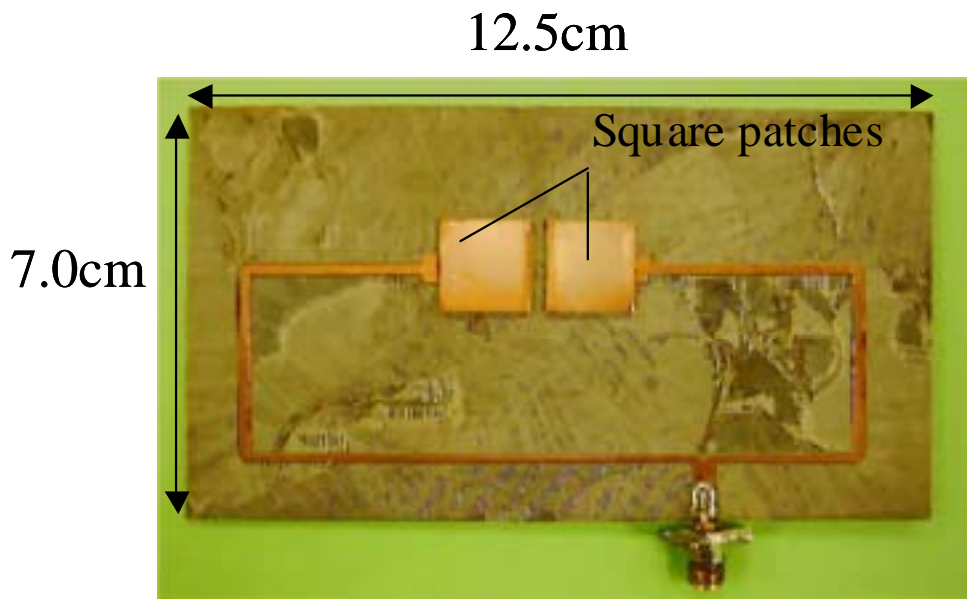


図 2-28 電磁結合アレイの実験素子

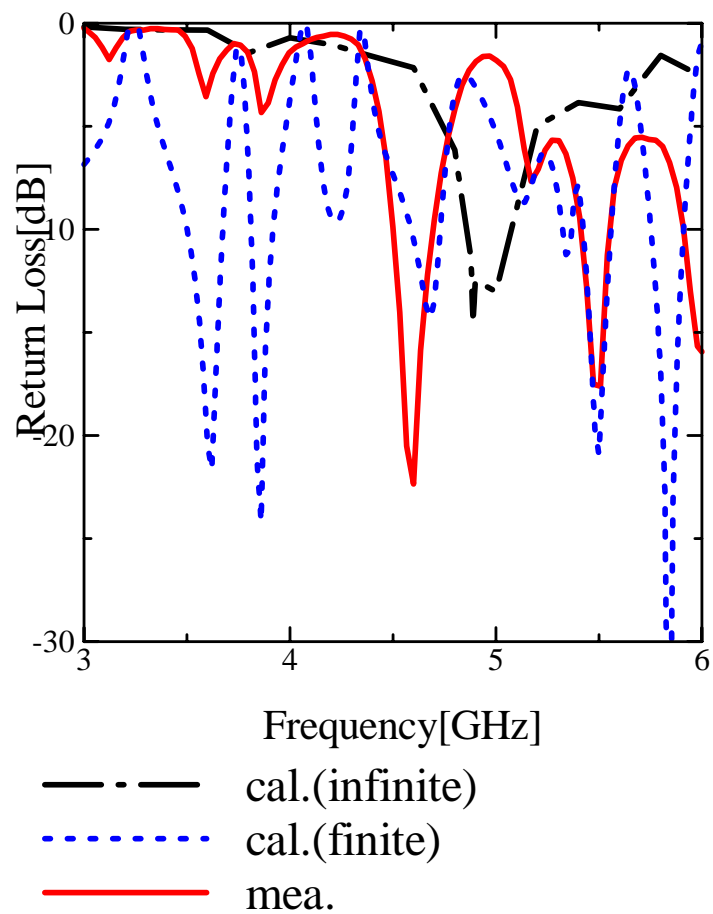


図 2-29 電磁結合アレイのリターンロス特性

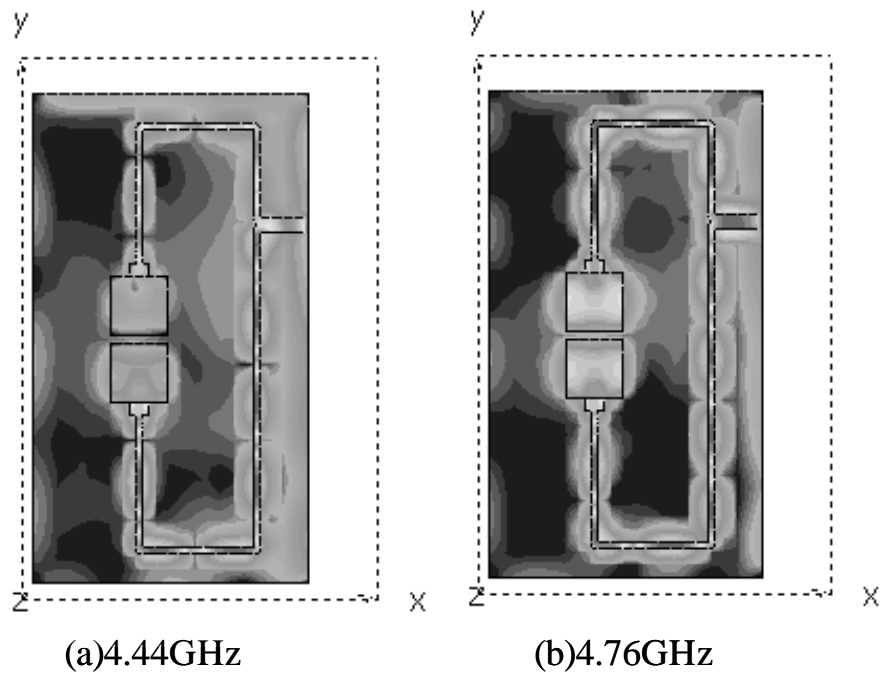


図 2-30 有限解析の電流分布特性

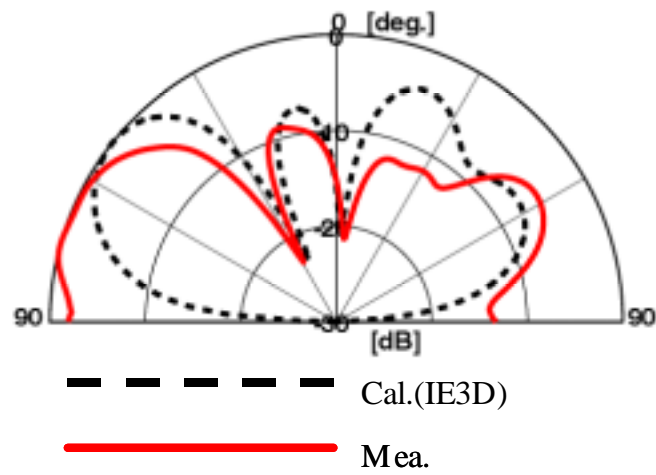


図 2-31 4.44GHz における E 面指向性を有限解析と実験結果で比較

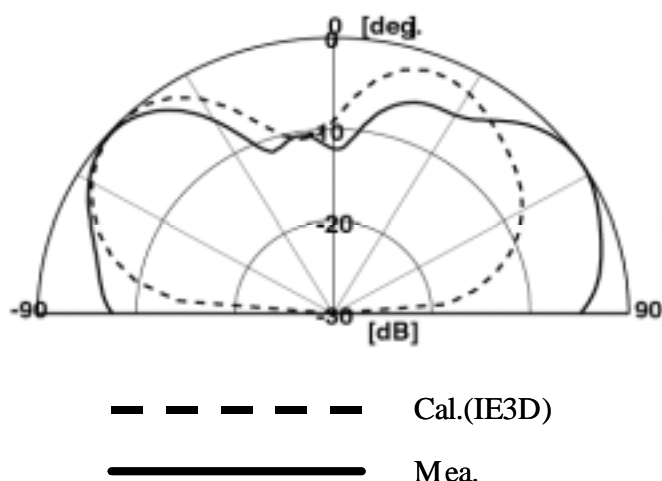


図 2-32 4.76GHz における E 面指向性を有限解析と実験結果で比較

2.3. 導波器の装荷

2.2では電磁結合励振型平面パッチアンテナを使用したビームチルトアレー化の検討を行い、電磁結合励振型平面パッチアンテナ 2 素子を用いて、チルト角可変の平面アレイ構造を提案した。2.2.3では放射素子オフセットによる間隔変化で、指向性パターンが変化し、40度以上のビームチルトすることを確認した。2.2.4では、実験と比較するために有限解析を行い、この解析の有効性を示した。1.2で述べたように、30~60度までビームチルト特性をもつ平面アンテナを実現したい。そこで更なるビームチルトを実現するため、無給電の導波器を放射素子上に配置する、二層構造のパッチアンテナの検討を行った。マイクロストリップ線路から給電した $\lambda/4$ スタブにより電磁結合励振する方形パッチアンテナの上層に、導波器として作用する無給電素子を置く。上層のみを動かすことによってあらかじめビームをチルトさせることが目的である。

2.3.1. 導波器と反射器

電波の放射を特定の方向に集中される簡単な手法として、アンテナの後部に反射器をおく方法がある。反射板が十分に大きいとき、単方向に指向性を絞ることができる。衛星放送受信などに使われるパラボラアンテナも反射器つきアンテナの一種である。

八木・宇田アンテナ[7]では、給電したアンテナ素子の近くに無給電の寄生素

子を配置し、導波器または反射器として作用し、パターン形成する．給電素子と寄生素子の素子間隔は $\lambda/4$ 以下で、寄生素子の共振長 L が $0.4 \sim 0.45\lambda$ のとき導波器として作用し、 0.6λ 以上では反射器として作用する．

マイクロストリップパッチアンテナにも、八木・宇田アンテナと同様に導波器を作用させることで、電波を所望の方向へ導き、この導波器の効果のみで10度程度のビームチルト効果を得ることができる．さらに、平面アレイ化したマイクロストリップパッチに導波器を作用させることで、ビームチルトの相乗効果が期待できる．

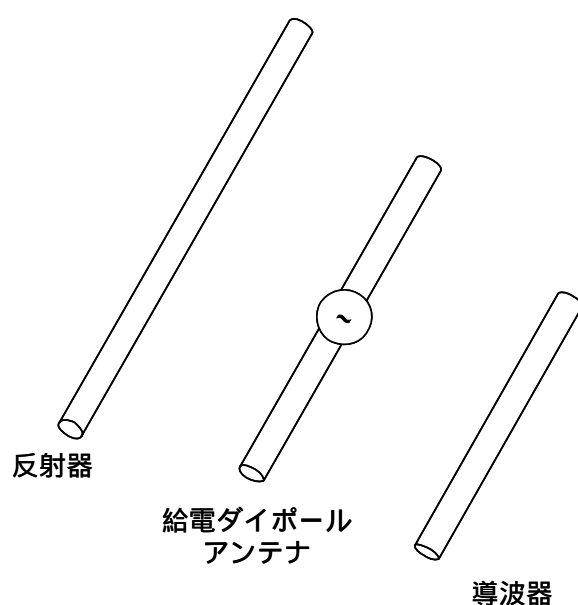


図 2-33 八木・宇田アンテナ

2.3.2. 二層構造の平面パッチアンテナ

まず、マイクロストリップパッチ単体の上に無給電の導波器を装荷し、どの程度ビームチルトするかを確認するために、同軸給電された電磁結合励振スタブパッチ単体の上層に無給電素子を配置した図 2-34のモデルを解析した．導波器をを下層パッチの真上に配置したときに比べ給電側へ水平に重ならなくなるまで移動させたとき、パラメータ H を変化させて最適化した結果、図 2-35のように最大放射方向が20度傾いた．次に、この特性変化を確認するため図 2-34の解析モデルと同じ素子

を製作し、実験を行った。図 2-35に示すように、実験と解析結果は一致し、最大放射方向が約20度傾いた。

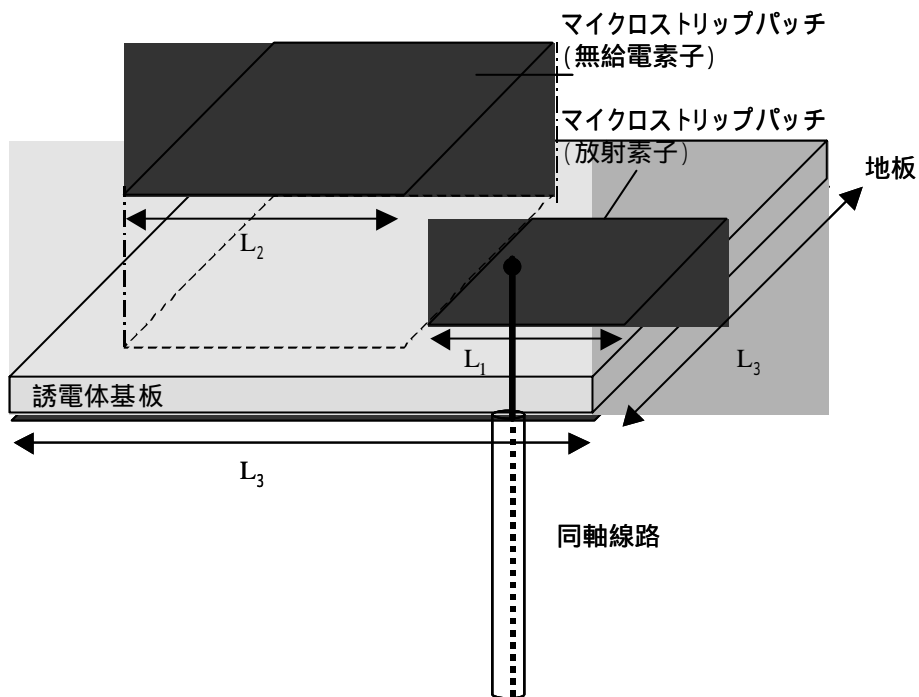


図 2-34 二層構造パッチ(同軸給電)モデル

$L_1 = \lambda/2 = 15.0\text{mm}$, $L_2 = 0.4\lambda_g = 22.0\text{mm}$, $L_3 = 50.0\text{mm}$
 $H = 24.0\text{mm}$, 誘電体基板; $\epsilon_r = 4.0$, 基板厚み 0.8mm

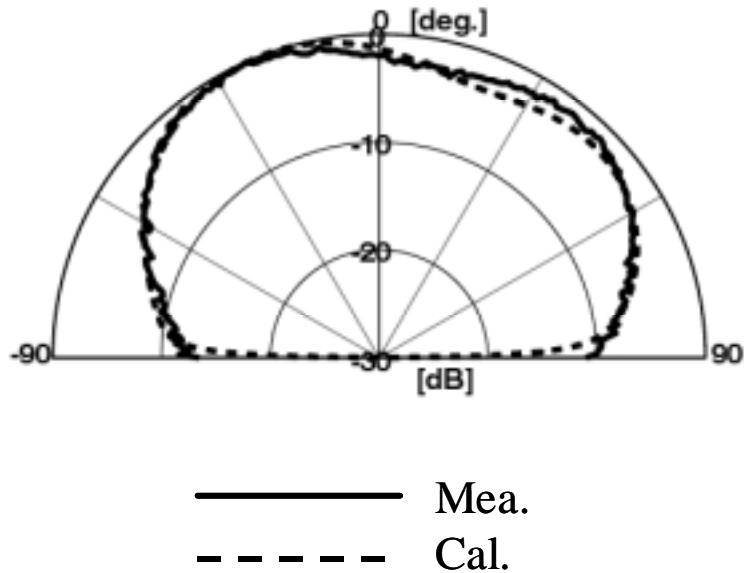


図 2-35 二層構造パッチの E 面指向性の解析・実験結果

2.3.3. 電磁結合パッチ平面アレイに導波器装荷

2.3.2 では、平面パッチアンテナに導波器として作用する無給電パッチを装荷し、導波器を水平にスライドさせることで、20 度程度ビームチルトすることを確認した。よって、2.2 で検証した、電磁結合励振パッチの平面アレイにこの導波器を装荷し、ビームチルト角をさらに増やす検討をする。

解析モデルを図 2-36 に示す。2.2 と同様に電磁結合パッチアンテナ二素子をマイクロストリップ線路を用いて結び、T 分岐型の電力分配器から給電する。90 度の位相差をつけて励振するために給電位置をオフセットする。そして、方形パッチアンテナの上層に、導波器として作用する長さ 0.4λ の無給電マイクロストリップパッチ素子を置く。2.3.2 と同様に、上層を水平に動かすことによって、ビームをチルトさせることが目的である。導波器のパラメータとして、配置する高さが最も重要なので、これを自由に変化させるために自由空間内に配置する。二つの放射素子にそれぞれ無給電素子を装荷した場合をかんがえると、ビームをチルトさせるために水平にスライドさせると、アレイパターンが崩れた。これは、放射素子の間隔が 0.5λ 以下と狭いために、スライドによって素子間中央に移動した無給電素子が、二つの放

射素子それぞれと影響をしい、結果的にビームチルト効果を失ってしまうからである。これを改善するため、導波器はビームがアレイによって傾いている方向に1素子のみ装荷する。

導波器の位置を図 2-36に示すように、高さが2.4mmで放射パッチ素子と重ならなくなるまで水平に移動させたとき、導波器としての効果が最も大きくビームチルト角はそれぞれ約15度ずつ増加した。

無給電素子を装荷し、放射パッチ2素子の素子間隔 d を変化させ、特性を調べた。はじめ、 $d=0.5\lambda(20\text{mm})$ でスタブとパッチが完全に重なった状態(a)にする。このときのメインビームのチルト角は、図 2-38(a)に示すように、36度だった。無給電素子がない場合のアレイ特性では、29度のビームチルトだったので、導波器の効果が確認できた。2.2.3と同様に、この状態(a)から、放射素子パッチを水平にスライドさせ、素子間隔を1mmずつ狭めていく。片側のパッチのみを動かして、素子間隔を狭めた場合、 $d=0.3\lambda(12\text{mm})$ のとき、E面指向性のメインビームのチルト角が最も大きく、(b)に示すように60度だった。両側のパッチを等間隔に動かして、素子間隔を狭めた場合、 $d=0.4\lambda(16\text{mm})$ のときも、(c)に示すように45度だった。さらに、メインビームと反対方向に生じるサイドローブレベルが-10dB以下と小さく抑えられた。

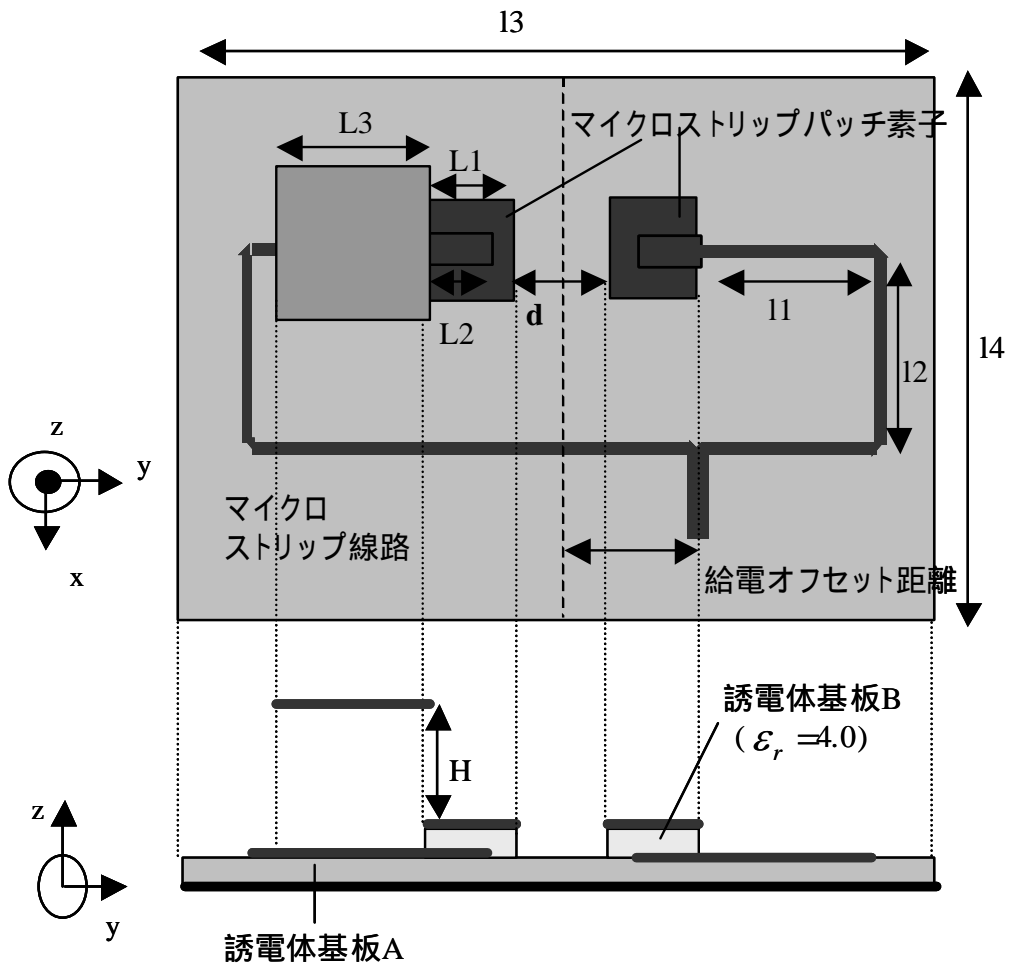


図 2-36 導波器装荷・電磁結合パッチ平面アレイ構造

$$L_1 = \lambda/2 = 15.0\text{mm}, L_2 = \lambda/4 = 11.0\text{mm}, L_3 = 0.4\lambda = 22.0\text{mm}$$

$$l_1 = 30.0\text{mm}, l_2 = 30.0\text{mm}, l_3 = 12.5\text{mm}, l_4 = 7.0\text{mm}, H = 24.0\text{mm}, \text{基板厚み } 0.8\text{mm}$$

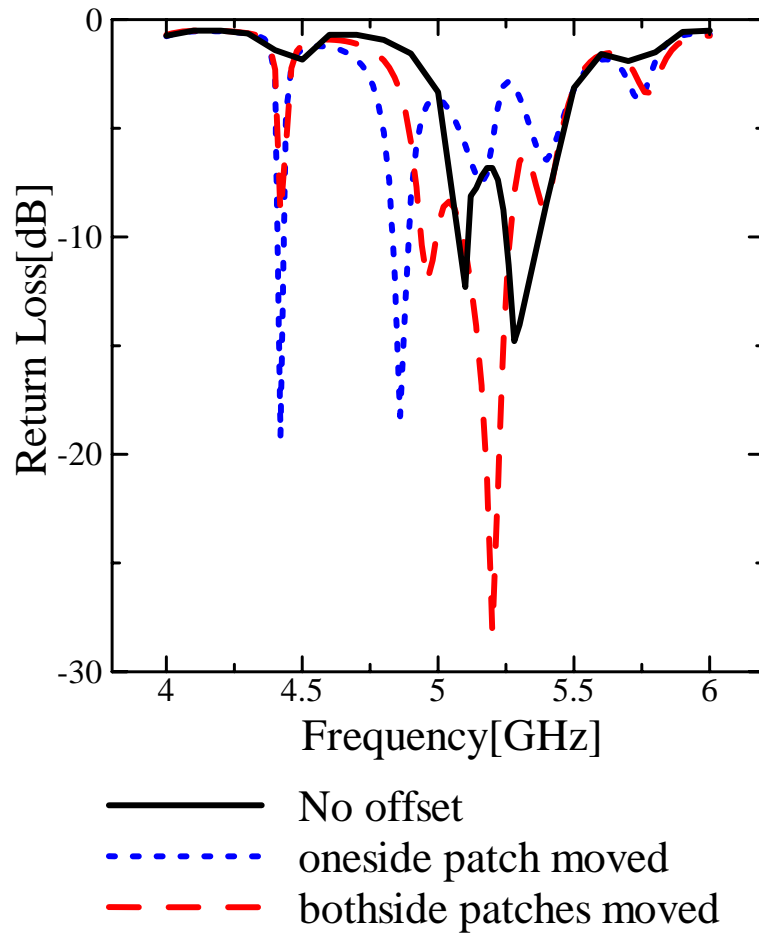
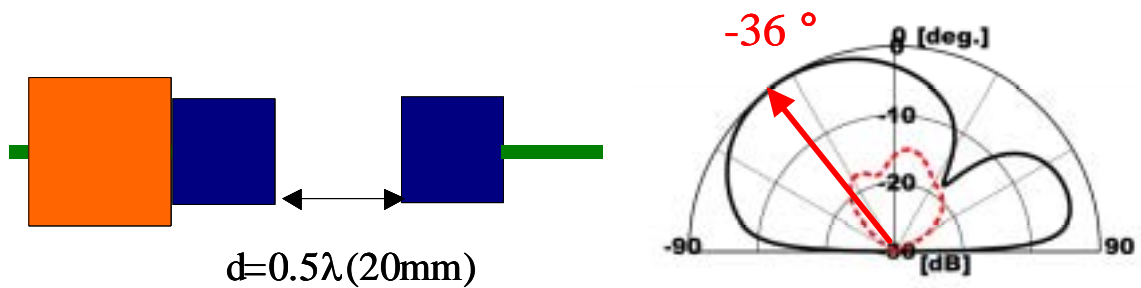
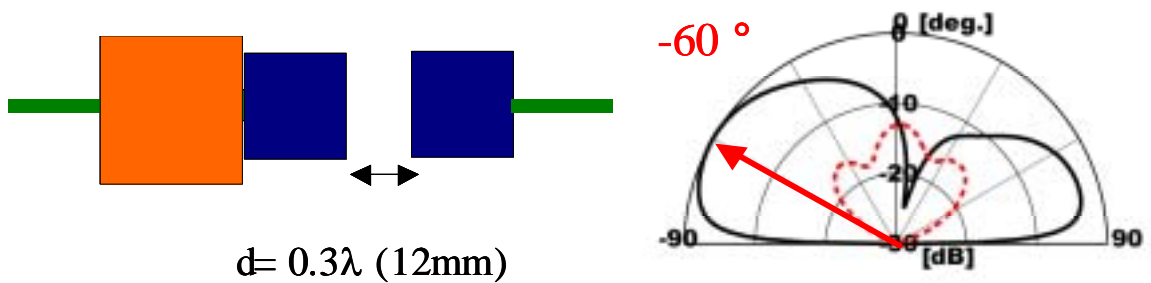


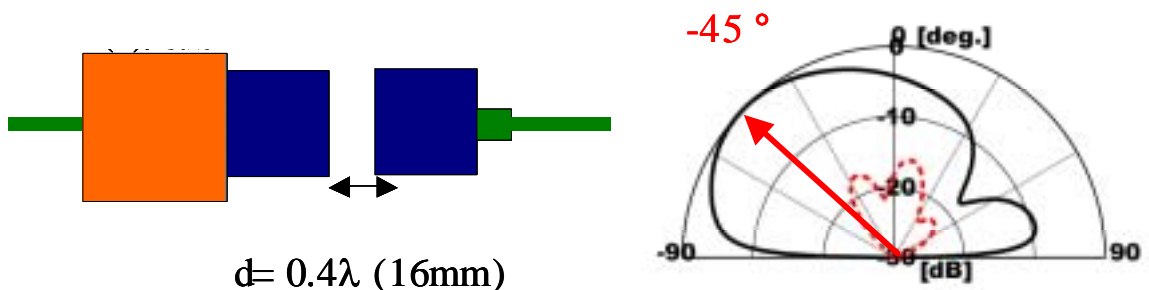
図 2-37 リターンロス特性



(a)素子間隔 $d=0.5\lambda$ のとき



(b)片側パッチオフセットしたとき



(c)両側パッチオフセットしたとき

図 2-38 導波器装荷時の素子間隔変化と指向性変化

図 2-39に最もサイドローブの小さいアレイ特性を生じる素子最適化配置を示す。解析による検討を行った結果、図のようにサイドローブは-15dB以下に抑え、ビームチルト角 56度だった。

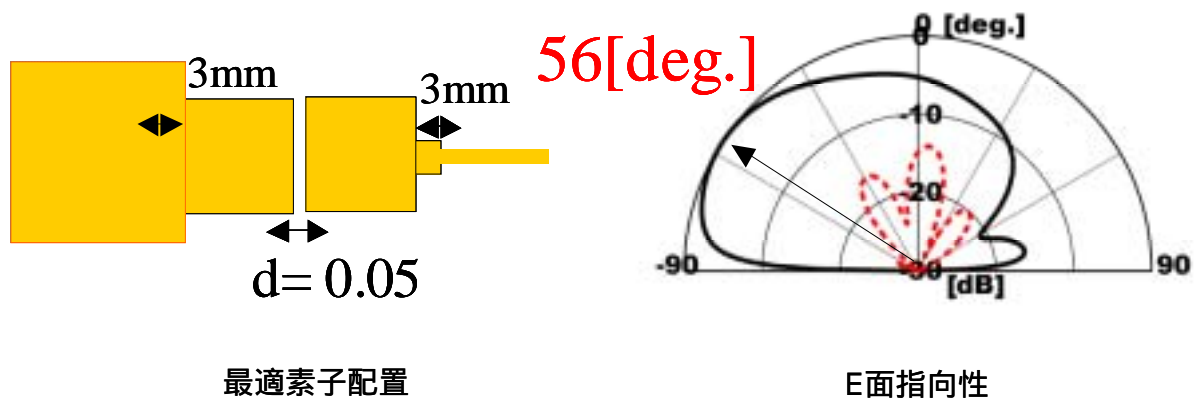


図 2-39 最適配置と指向性パターン

2.3.4. 有限解析と実験結果

2.3.3 では無限地板上の設定で解析を行った。2.2.4 と同様に、導波器装荷アレイ素子を制作し、実験において、これまでの特性の有効性を検証するため、有限地板上での解析を試みた。

有限地板での解析モデルを図 2-27と同様に、基板の大きさを $70\text{mm} \times 125\text{mm}$ とした。素子配置は 2.3.3 で最適化した最もバックローブの小さい特性を示す配置とした。導波器装荷の様子を図 2-40に示す。

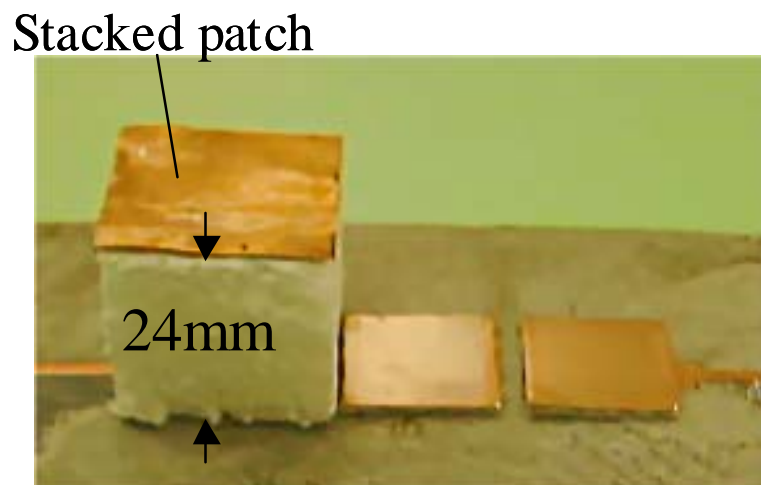


図 2-40 導波器装荷・実験素子

図 2-41のリターンロス特性は、2.2.4と同様に有限解析と実験の結果はともに地板に分布する電流の影響で放射素子の共振以外の共振特性がみられる。

実験でE面指向性を測定し、有限での解析結果と比較した。4.76GHzのパターンを図 2-42に示す。導波器を配置した側のパターン形状はよく一致しているが、反対側に大きなサイドローブが発生した。地板の影響が、2.2.4のアレイ構造での実験結果よりも大きい。しかし、パッチアンテナ単素子でのビームチルト効果は、2.3.3で確認されているので、大きい地板を用いれば無限解析の結果のような低サイドローブを実現できる。

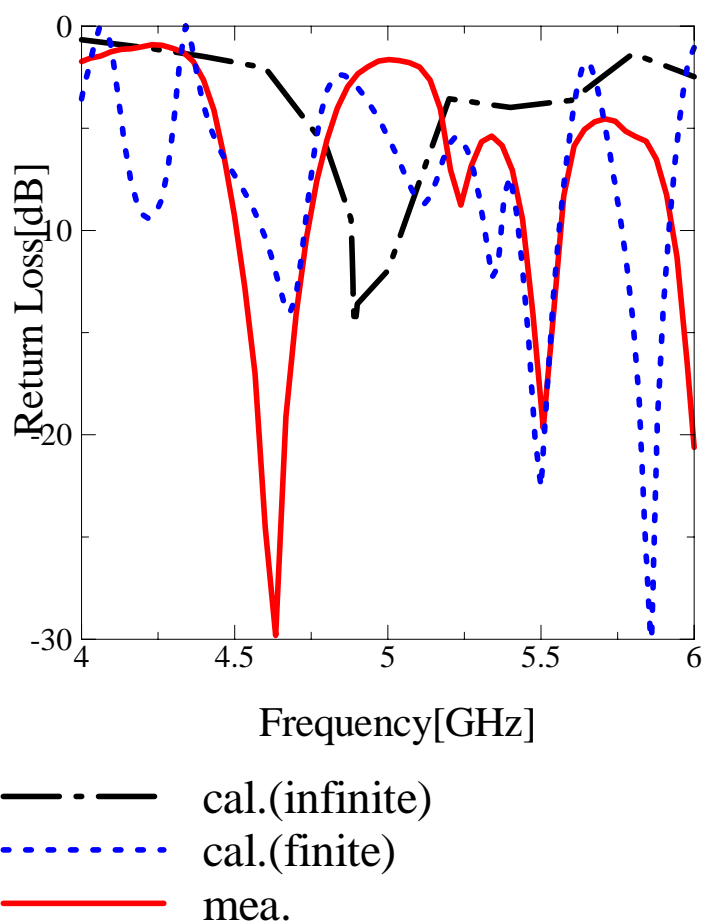


図 2-41 導波器装荷の場合のリターンロス特性

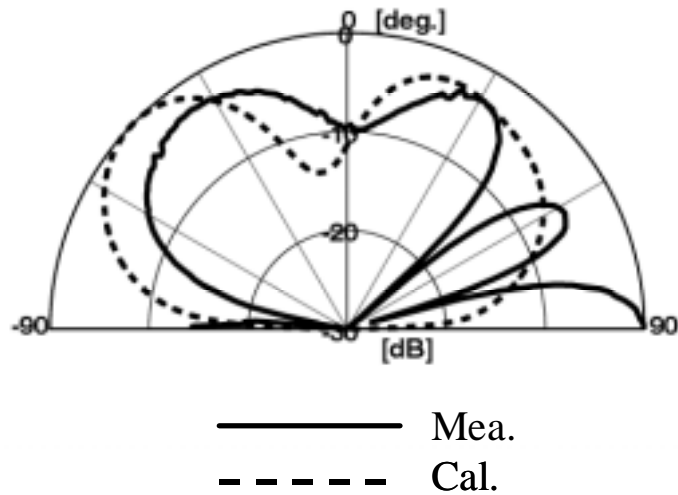


図 2-42 導波器装荷の場合の E 面指向性

2.4. 角度(30,45,60[deg.])に応じた素子配置の最適化

1.2 のマルチビームアンテナは、基地局として用いるためいったん設置してしまえばそれ以降角度を変化させる必要がない。そこで、部屋の大きさや基地局設置位置に応じて、任意の角度の側面アンテナを組み合わせればよい。そこで、チルト角に合わせと放射素子オフセット距離とスタブ配置を変え、30 度、45 度、60 度のビームチルト角をもつビームチルト平面アレイの最適化を行った。

さらに数値計算によりチルト角が 30 度、45 度、60 度のとき最良の特性を持つアンテナの構成を示し、マルチビームアンテナの構成素子として十分な特性であることを示した。図 2-43 に各所望ビームチルト角に応じた最適化配置を、図 2-44 にリターンロス特性、図 2-45 に E 面指向性を示す。

30 度のビームチルトを実現するには、導波器を用いず 2 素子アレイで可能であるが、放射素子どうしの距離間隔 d を十分近づける必要がある。図 2-43(1) に示すように、 $d=0.15\lambda$ まで近づけた。さらに放射素子とスタブのオフセット距離について、最も低サイドローブのパターンを形成する 7mm の場合 $d=0.20\lambda$ 以下のときにはチルト角が 20 度以上とならないので、オフセット距離 5mm を採用する。これらを見たとき、E 面パターンは図 2-45(a) に示すように、-20dB 以下のサイドローブで 30 度のビームチルトを示す。

45 度のビームチルトを実現するには、導波器を用いる。2 素子アレイのみで

も 45 度のビームチルトは可能であるが、放射素子どうしの距離間隔を $d=0.10\lambda$ 以下に近づける必要があり、サイドローブを十分抑えられない．そこで導波器を装荷した図 2-43(b)に示す配置を採用した、 $d=0.20\lambda$ で、放射素子とスタブのオフセット距離は最も低サイドローブのパターンを形成する 7mm のときを採用する．これらをみたととき、E 面パターンは図 2-45(b)に示すように、-20dB 以下のサイドローブで 45 度のビームチルトを示す．

60 度のビームチルトを実現するには、導波器を用いる．放射素子どうしの距離間隔を $d=0.05\lambda$ まで近づける．近づけるだけではチルト角が 60 度まで達しないので、放射素子とスタブのオフセット距離を 3mm まで減らす．サイドローブレベルは(a)(b)に比べると大きくなるが、-15dB 以下に抑えられた．このとき、E 面パターンは図 2-45(c)に示すように、60 度のビームチルトを示す．

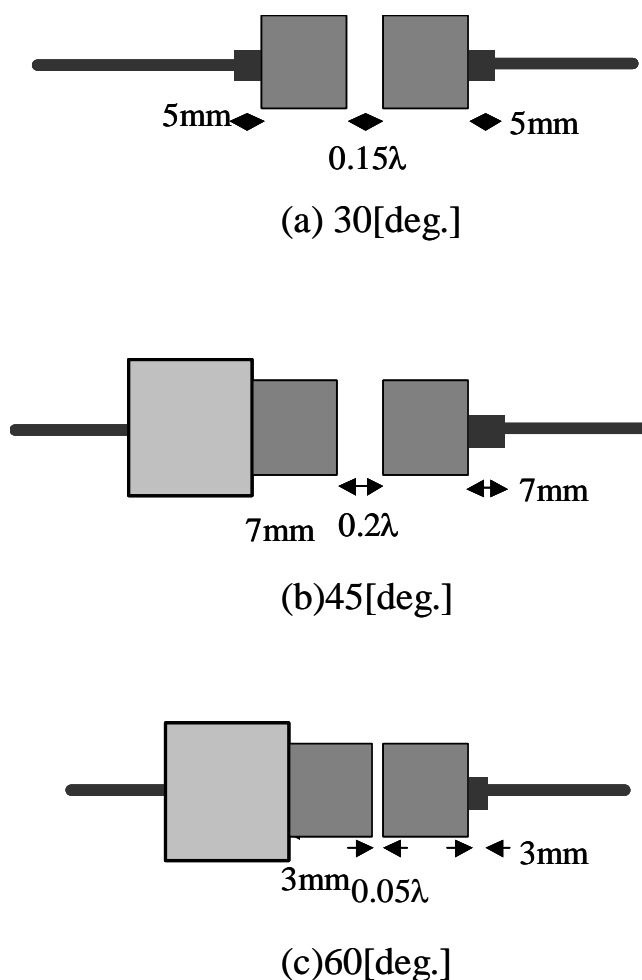


図 2-43 各所望ビームチルト角に応じた最適化配置

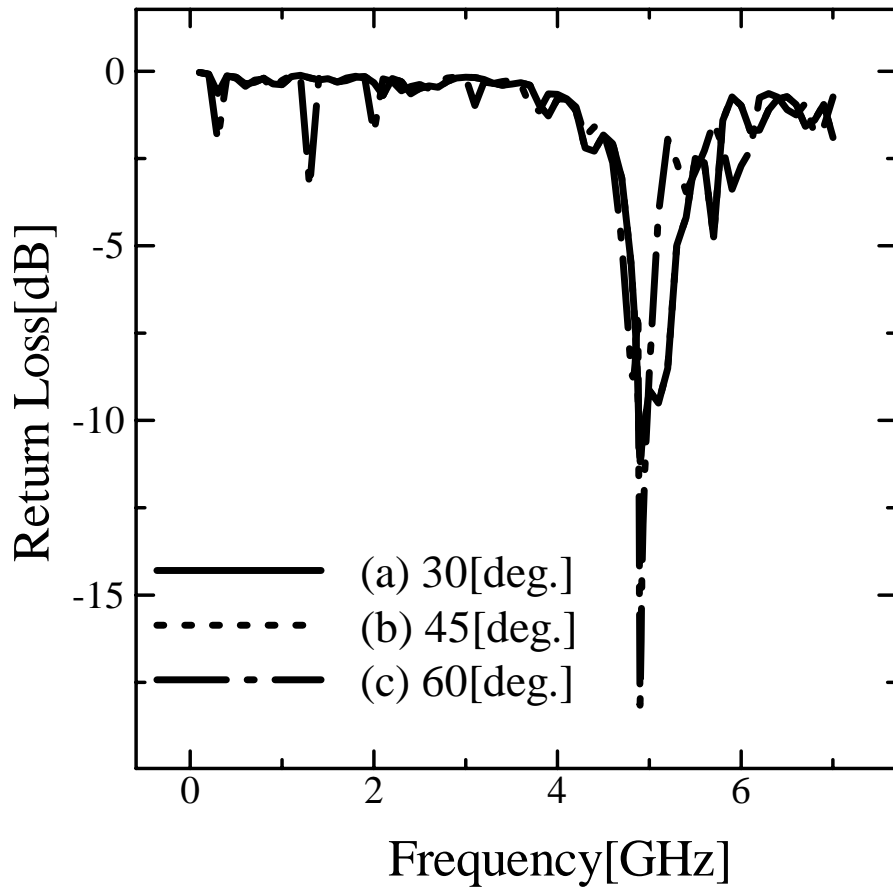
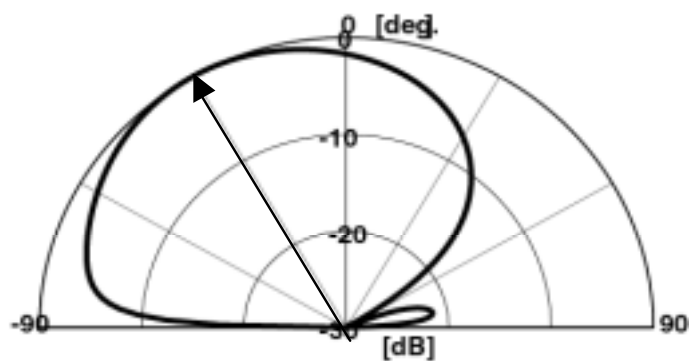
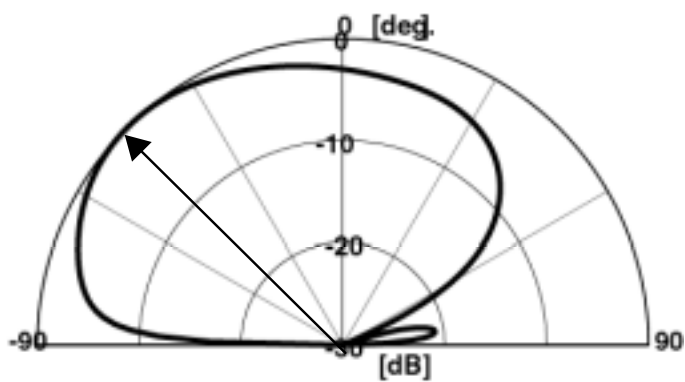


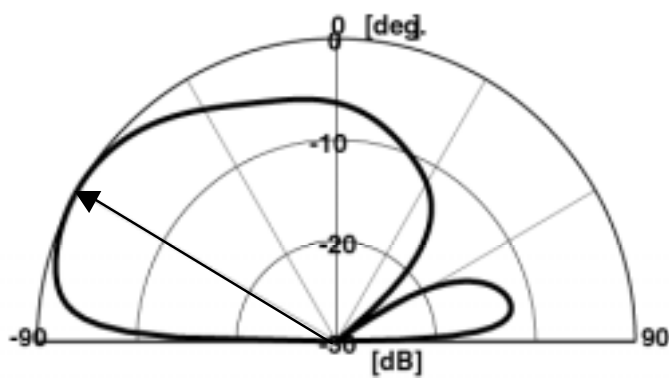
図 2-44 リターンロス特性



(a) 30[deg.]



(b) 45[deg.]



(c) 60[deg.]

図 2-45 各所望ビームチルト角での最適パターン

2.5. 電磁結合型平面パッチアレイのまとめ

2.1では放射素子と給電系が分離し素子オフセットに使用できる電磁結合励振型平面パッチアンテナの検討し、最適な形状が得られた。2.2ではその素子を使用したビームチルトアレイ化の検討を行い、電磁結合励振型平面パッチアンテナ2素子を用いて、チルト角可変の平面アレイ構造を提案した。2.2.3では放射素子オフセットによる間隔変化で、指向性パターンが変化し、40度以上のビームチルトすることを確認した。2.2.4では、アレイ素子を制作し、その素子と比較するために有限解析を行い、この解析の有効性を示した。

2.3では更なるビームチルトを実現するため、無給電の導波器を放射素子上に配置する、二層構造のパッチアンテナの検討を行った。2.3.2パッチアンテナ単体の上層に、導波器として作用する無給電素子を置き、上層のみを動かすことによって、20度程度ビームチルトすることを解析と実験の結果から確認した。2.3.4で、電磁結合励振型ビームチルトアレイにこの 0.4λ 長導波器を装荷し、アンテナ構成によってサイドローブを小さく抑え、60度以上ビームチルト動作することを解析により示した。2.4で、マルチビームアンテナに用いるための角チルト角に応じた素子配置の最適化を行った。

3. 結論

まず電磁結合励振スタブを給電に用いた平面パッチアンテナを提案し、モーメント法による解析、実験から物理的なオフセットによる特性変化に強いアンテナであることを確認した。まず、使用する周波数帯に合わせて給電線路、スタブ、パッチの最適化形状を提案した。その結果、スタブとパッチが電磁的に強結合しており、オフセットによりチルト角を制御するチルト角可変アンテナとして用いることが可能であることを示した。

次に、この電磁結合励振型パッチアンテナ 2 素子を用いて、チルト角可変アレイアンテナ構造を提案した。2 素子をマイクロストリップ給電線路で結び、一点から給電する簡単な構造で、量産する際の経済性も考慮した。ビームチルトアレイの条件として、各素子の励振には 90 度の位相差、同振幅を満たす必要があり、給電位置のオフセットによりこれを実現した。

次に、高チルト角を必要とされる場合に合わせ、方形パッチから構成される 2 層構造のアンテナを提案し、その特性を解析した結果、アンテナ構成によってサイドローブを小さく抑え、60 度以上ビームチルト動作することを示す。

さらに数値計算によりチルト角が 30 度、45 度、60 度るとき最良の特性を持つアンテナの構成を示し、マルチビームアンテナの構成素子として十分な特性であることを示した。

謝辞

本研究を進めるにあたり、厳しくかつ丁寧に御指導下さった新井宏之助教授に深く感謝致します。最後に研究生生活を共に過ごした新井研究室の皆様にも深く感謝致します。

参考文献

- [1] 米澤 健也、前山 利幸、新井 宏之、“5GHz 帯 OFDM システムにおけるマルチビームアンテナの一検討、” AP-10-47、2000.
- [2] 久我 宣裕、新井 宏之、“移動体通信用指向性切換型信学技報平面アレーアンテナ、” 電子情報通信学会論文誌、Vol. J79-B-II、No. 9、1996/9
- [3] 新井 宏之、松崎 敬臣、伊藤 龍男、“4分の1波長スタブによる電磁結合型パッチアンテナの基礎特性、”、AP97-118、1997
- [4] 羽石 操、“最新平面アンテナ技術、”総合技術センター、1987
- [5] 新井 宏之、“新アンテナ工学、”総合電子出版社、1998
- [6] ”アンテナ工学ハンドブック ”、電子情報通信学会編、オーム社、p 117 ~ 119

発表文献

- [1] 浜元 こずえ 、 新井 宏之 、 ”メアンダラインスリーブアンテナの高利得化、” 信学技報、 AP2000-12、 May2001
- [2] . 浜元 こずえ 、 新井 宏之 、 ”2 素子メアンダラインアレイの共振モード、” 電子情報通信学会ソサイエティ大会、 B-1-77 、 Oct 2001
- [3] 浜元 こずえ 、 新井 宏之 、 米澤 健也 、 前山 利幸 、 ” 電磁結合励振パッチを用いたチルト角可変型アレイ、” 電子情報通信学会総合大会、 B-1-178 、 March 2001
- [4] Kozue HAMAMOTO 、 Hiroyuki ARAI 、 Kenya YONEZAWA 、 and Toshiyuki MAEYAMA 、 " Variable Beam Tilt Microstrip Array for 5GHz Wireless Access System 、 " Asia-Pacific Microwave Conference APMC 2001、 TU3E-5、 December 2001 .