

## 移動体通信のための変形伝送線路型アンテナに関する研究

公文, 保則

<https://doi.org/10.11501/3130937>

---

出版情報：九州大学, 1997, 博士（工学）, 論文博士  
バージョン：  
権利関係：



## 第5章 携帯電話用変形伝送線路型アンテナ

### 5.1 まえがき

変形伝送線路型アンテナは構造が簡単で変形が容易に行えるので、第4章では、その応用例として、自動車の車外に搭載する自動車電話用変形伝送線路型アンテナを提案し、十分に実用に供し得る特性を持つことを示した。

この章では、携帯電話機に直接搭載するための変形伝送線路型アンテナを提案し、その形状と特性について論じる<sup>(102), (103)</sup>。

携帯電話機にアンテナを設置した場合、そのアンテナの特性は電話機の筐体の大きさと設置場所によって変化する。従って、携帯電話用アンテナの設計に当っては、具体的な筐体の形状を含めたアンテナ系の取扱いが必要である。

ここでは、動作周波数を900MHzに設定し、現在、市販されている中で比較的小型の筐体寸法(60mm(幅)×10mm(厚さ)×130mm(長さ))を持つ携帯電話機を考察の対象とする。アンテナは標準的に筐体の頂面に設置されているものとしている。

筐体を含んだアンテナ系の特性を解明するためには、アンテナ上の電流と筐体上の電流を一体化して求めなければならない<sup>(89), (90)</sup>。このため、筐体を完全導体と仮定し、ワイヤグリッド法<sup>(86), (87)</sup>を適用して線状素子で近似し、変形伝送線路型アンテナと筐体から成る複合アンテナ系に対して、第2章で述べた簡単化された Hallen形の積分方程式を適用する。筐体の影響も含んだアンテナのインピーダンス、動作利得、指向性を数値計算し、その結果を実験結果と比較して、実用的な観点から携帯電話用アンテナの設計指針を明らかにしている。更に、提案したアンテナを折畳み式の携帯電話機に応用した場合について、筐体部の開き角度とアンテナの指向性および利得の関係を検討し、運用時において最適な開き角度があることを示す。

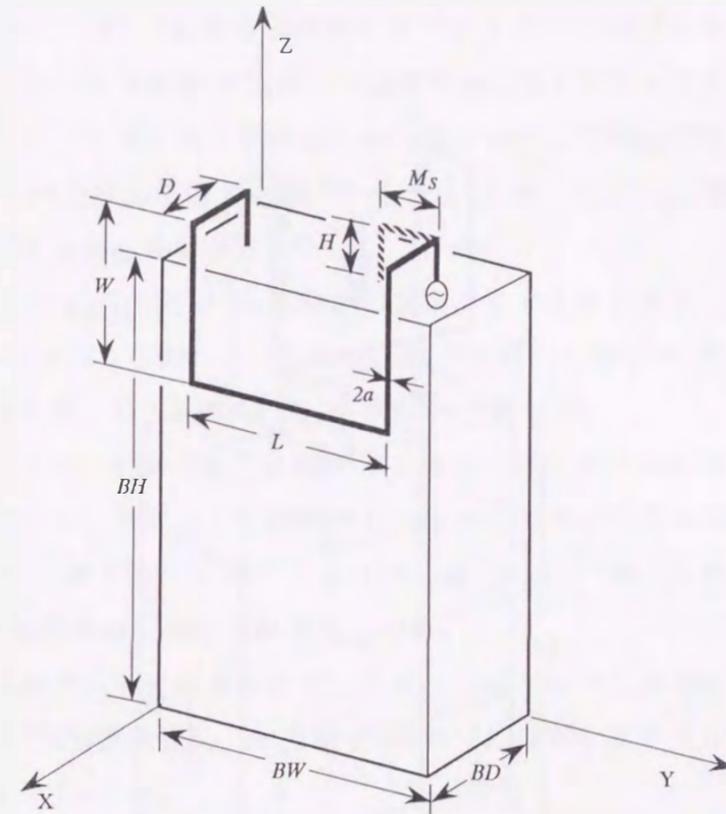


図5.1 携帯電話用変形伝送線路型アンテナとその座標系

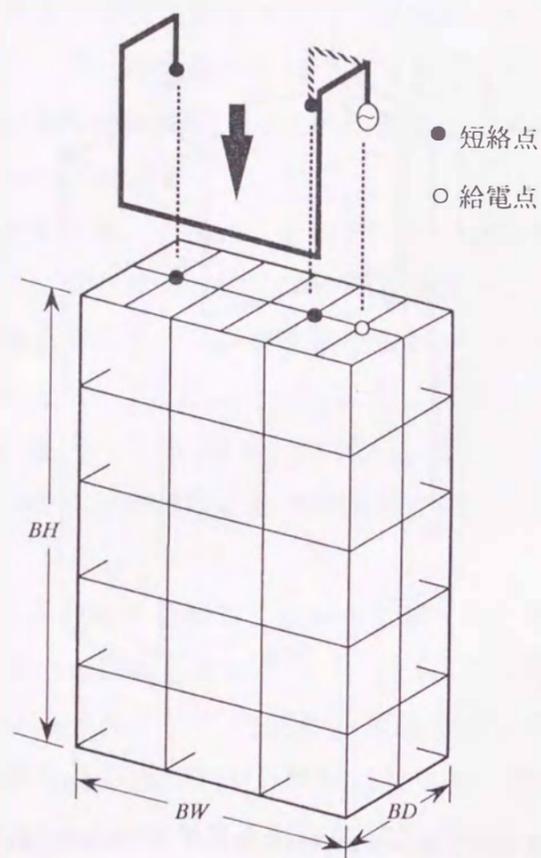


図5.2 ワイヤグリッドモデル

### 5.2 アンテナ構造と解析モデル

図5.1は、筐体に設置した携帯電話用変形伝送線路型アンテナの形状とその座標系を示す。これは、図3.2の変形伝送線路型アンテナの給電部と短絡部を筐体の頂面に設置し、更に伝送線路と頂面との距離を $H$ に保ちながらその一部を筐体の側面に沿って曲げ、できる限り突出した部分を少なくした構造である。

本アンテナは、 $X$ 軸方向を正面、 $-X$ 軸方向を背面(人体方向)とし、給電は向かって右側の垂直素子より行っている。

図5.1で、アンテナの高さを $H$ 、伝送線路の長さを $D, W, L$ とすると、アンテナの長さ $C$ は、 $2(H+D+W)+L$ で表わし、これを半波長に選ぶ。素子半径は $a$ である。一方、筐体の大きさは、底面 $BW \times BD$ 、長さ $BH$ である。

筐体をワイヤグリッドモデル化して解析する場合、アンテナの特性は、グリッド間隔や線径のパラメータによって影響されやすく、このような筐体の分割方法は文献[111]、[112]等で述べられ、グリッド間隔  $u_g=0.1 \sim 0.2$ 波長、素子半径  $a=u_g/25$ 程度であれば良いことが報告されている。

図5.2は、図5.1のアンテナ系を解析するため、上記で述べた分割方法を目安に筐体の $BW$ 方向を3、 $BD$ 方向を2、 $BH$ 方向を5の網目に分割したワイヤグリッドモデルとアンテナを示す。

なお、特にアンテナ素子の終端部と給電部を取付ける筐体の頂面では流れる電流を正確に表現するために $X$ 軸方向に補助の素子を挿入している。従って、頂面での分割は $6 \times 2$ となる。ここで、○、●印は、アンテナと筐体(ワイヤグリッド)の取付け位置である。

### 5.3 理論式

携帯電話用変形伝送線路型アンテナの解析は、図5.2で示したワイヤグリッドとアンテナ上の電流を第2章で導いた単純化したHallén形の積分方程式を用いて解けばよい。この場合、全素子数 $M$ はアンテナ部の素子数が9個、ワイヤグリッド部の素子数が139個の合計148個となり、求める電流の方程式は、次のようになる。

$$\sum_{k=1}^{148} \sum_{p=1}^N I_{kp} J_{mkp}(x_{mq}) = a_m \cos \beta x_{mq} + b_m \sin \beta x_{mq} \quad (5.1)$$

$$(m=1, 2, \dots, 148 ; q=1, 2, \dots, N)$$

$$(0 \leq x_m \leq L_m)$$

ただし

$$J_{mkp}(x_{mq}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{L_k} \bar{F}_{kp}(x'_k) \{(\mathbf{i}_{xk} \cdot \mathbf{i}_{xm}) - g(x'_k)(\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{xm})\} \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} dx'_k \quad (5.2)$$

である。

ここに、 $I_{kp}$ は次式で与えられる各素子上の代表点における未知電流である。式(2.66)より

$$I_k(x'_k) = \sum_{p=1}^N I_{kp} \bar{F}_{kp}(x'_k) \quad (5.3)$$

で表わされる。

ここに

$$\bar{F}_{kp}(x'_k) = \prod_{\substack{q=1 \\ q \neq p}}^N \frac{x'_k - x_{kq}}{x_{kp} - x_{kq}} \quad (5.4)$$

である。

また、式(5.1)は、素子#1, 2, ..., 148上の148N個の代表点の未定定数に関する連立方程式で、この式は、 $a_m, b_m (m=1, \dots, 148)$ の計296個の未定定数を含んでいる。

これを決定するため本アンテナ系の電流、電圧の境界条件(電流が80, 電圧が216個)より、式(2.66)と式(2.70)を用いて独立な補助方程式を与えると、素子上の未知電流定数と合わせて(148N+296)元の連立一次方程式となる。

このようにワイヤグリッドでモデル化した携帯電話用アンテナを解くためには、式(5.1)の方程式に基づいた専用の大きな解析プログラムを作成しなければならない。また、アンテナ形状やワイヤセグメントの分割数が変わった場合は即座に対応できず、新たなプログラムの開発に大きな時間と労力を必要とする。このような問題に対応するため、単純化されたHallen形の積分方程式を基にした汎用のプログラムを作成している<sup>(83)</sup>。このプログラムは、素子の両端の座標と素子半径 $a$ 、電圧や電流の境界条件等を簡単な方法で与えるだけで電流が求まり、インピーダンス、利得および指向性特性等も同時に求とめることが可能である。

また、形状だけでなく、素子上に取る代表点 $N$ の数を素子長や周波数に応じて

素子単位で任意に選べることや積分の際の分割数を変えることができる。更に、アンテナ構造が対称構造の場合には、計算時間の短縮を図るためイメージアンテナを考慮できるアルゴリズムにしている。

## 5.4 数値計算と測定結果

数値解析では、動作周波数を携帯電話の送信と受信周波数の中間となる900MHzを選び、まえがきで示した底面60×10mm, 長さ130mm(容積78cc)の直方体の筐体に、アンテナの長さ $C=186$ mm( $H=15$ mm,  $D=10$ mm,  $W=48$ mm,  $L=40$ mm)の変形伝送線路型アンテナを取付けたモデルを考え、アンテナ素子およびワイヤグリッド素子上の電流を求めている。更に、得られた電流から放射特性等を明らかにする。筐体頂面におけるアンテナの取付け位置は、給電素子部が筐体の側面から10mm, 厚さ $BD$ の中間の位置( $X=5, Y=50$ mm)である。また、アンテナ素子およびワイヤグリッド素子の半径 $a$ は1mm( $0.003\lambda$ )を用いた。

以下の計算では、ワイヤセグメントおよびアンテナの各素子の代表点の数 $N$ は5に取っている。

### 5.4.1 インピーダンス特性

図5.3は、携帯電話用変形伝送線路型アンテナの入力インピーダンス特性を示す。図で、破線は図3.2の基本構造の変形伝送線路型アンテナを無限平板上に設置した特性であり、○, ●印は携帯電話用変形伝送線路型アンテナの $R, X$ の測定結果を示す。ここで、両アンテナの長さ $C$ および導体板からの高さ $H$ は等しい。

変形伝送線路型アンテナを携帯電話機の筐体に設置したインピーダンス特性の抵抗分は、周波数による変化が少なく、無限平板上に設置した場合と同様の特性が得られている。しかし、アンテナ長の2倍( $2C$ )を波長とする周波数に対して、約1.07倍の周波数で共振したものが、筐体に取り付けた状態では、1.12倍と共振点が高い方にずれる現象が示されている。また、いずれの場合も、共振時の抵抗値は20Ω程度であり高くなく、特性インピーダンスが50Ωの給電線に対するインピーダンスの整合性は良くない。これは、アンテナ素子が筐体と非常に接近し、いわゆる伝送線路効果によるものであるが、電話機の携帯性を損なわない範囲で抵抗値を上げるには、パッチアンテナや第4.2節で示したジグザグアンテナ

ナで見られるように整合素子(図5.1において点線で示す部分)を付加し<sup>(63), (115)</sup>, インピーダンス特性の改善を図る必要がある。そのような整合素子付き ( $M_s=10\text{mm}$ ) 携帯電話用アンテナのインピーダンス特性を図5.4(a)に示す。同図の実線は計算結果であり, 約 $f=900\text{MHz}$ で共振し, 抵抗値は $50\Omega$ が得られておりほぼ理想的なインピーダンス特性が得られている。なお, 同図には筐体のワイヤグリッドモデルの分割数が計算結果に与える影響を調べるため,  $BH$ (長さ)方向の分割数 $N_w$ を3, 4, 5, 6とした場合の計算結果を示している。○, ●印は実測結果を示すが,  $BH$ 方向の分割数を多くすると測定値に近づいており,  $N_w=5$ または6で両者は良く一致している。このことから, 以下の解析では, 数値解析に要する時間を短縮するために,  $N_w=5$ に選んでいる。ここで,  $N_w=5$ の場合, グリッド間隔 $u_g$ は, ほぼ $0.08\lambda$ で, アンテナ素子を含めた全体の素子数148となった。ちなみに,  $N_w=3$ での全素子数は108,  $N_w=4$ では128,  $N_w=6$ では168となる。また, アンテナ長の2倍は動作周波数の波長 $\lambda$ に対して1.12倍, 整合素子の長さは $0.03\lambda$ になる。

図5.4(b)は整合素子の長さが $M_s=8, 10, 12\text{mm}$ の場合の入力インピーダンス特性を示す。以下に示す特性では $M_s=10\text{mm}$ に設定して解析する。

### 5.4.2 動作利得とVSWR特性

図5.5は, 特性インピーダンス $Z_0=50\Omega$ の同軸給電線に対する動作利得(x軸方向)およびVSWR特性の理論値と測定値を示す。いずれの特性も動作周波数 $f=900\text{MHz}$ で良好な特性が得られ, VSWRは約1.1を示し, 2.0以下の帯域は約50MHzが得られ携帯電話の周波数帯域幅15MHzを十分にカバーしている。一方, 動作利得は, 約3.5dBiであり, モノポールアンテナや板状の逆F形アンテナに比べても高い値を示している<sup>(26)</sup>。これは, 本アンテナの場合, 放射はアンテナの給電部と短絡部の2本の垂直素子部 $H$ とそのイメージアンテナ $H'$  および垂直素子 $W$ とそのイメージアンテナ $W'$  で構成されるエンドファイヤアレイによる垂直偏波成分が放射され, 高い利得となっている。(図5.6)

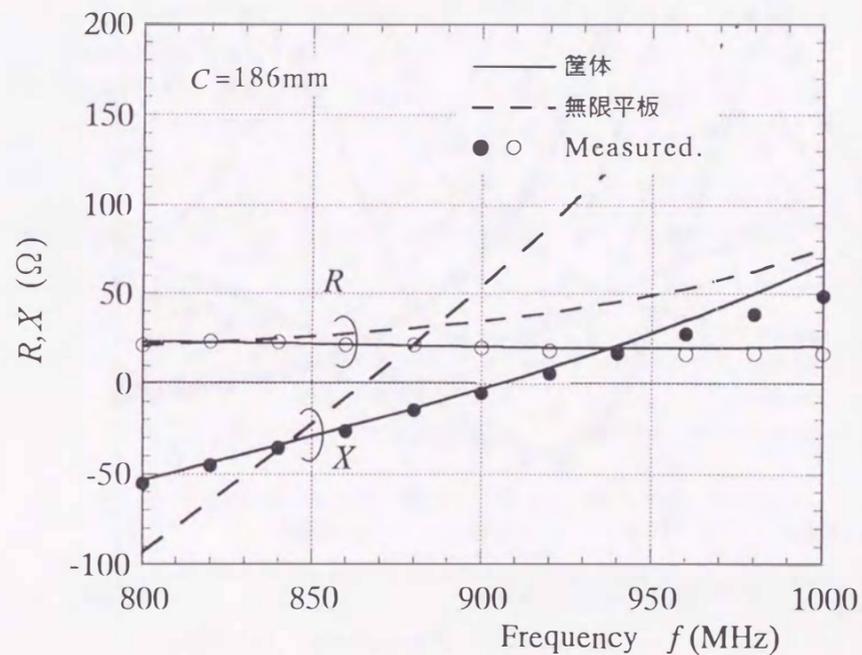
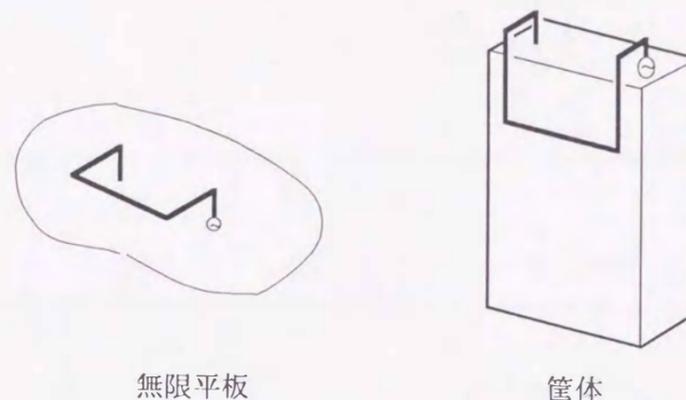
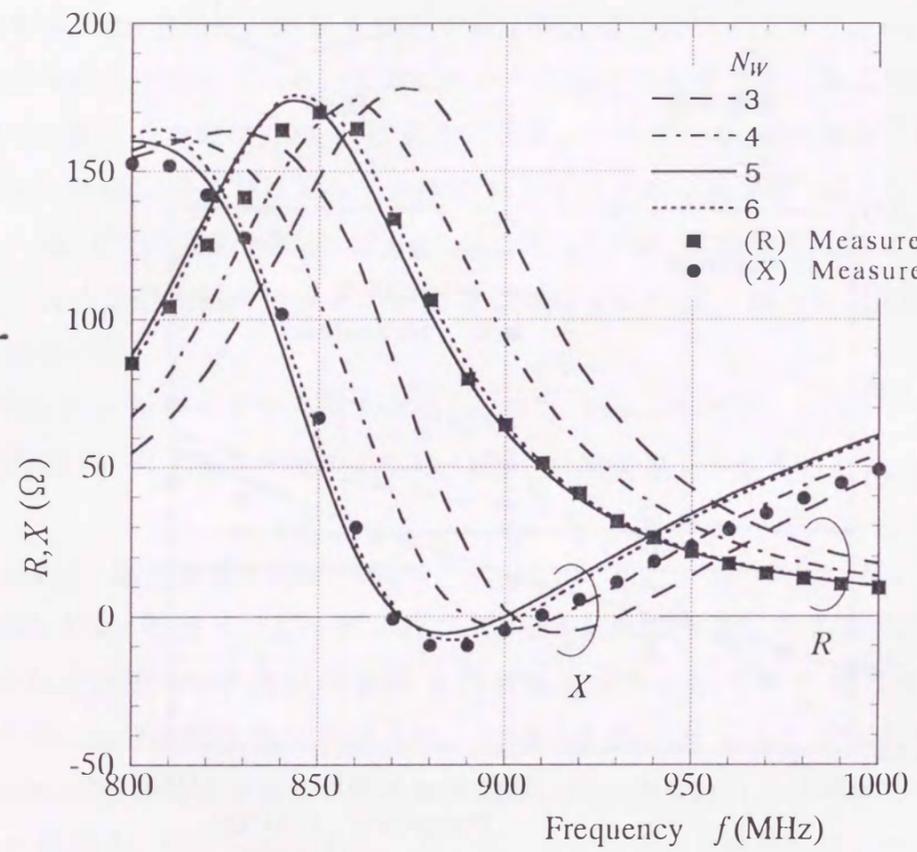
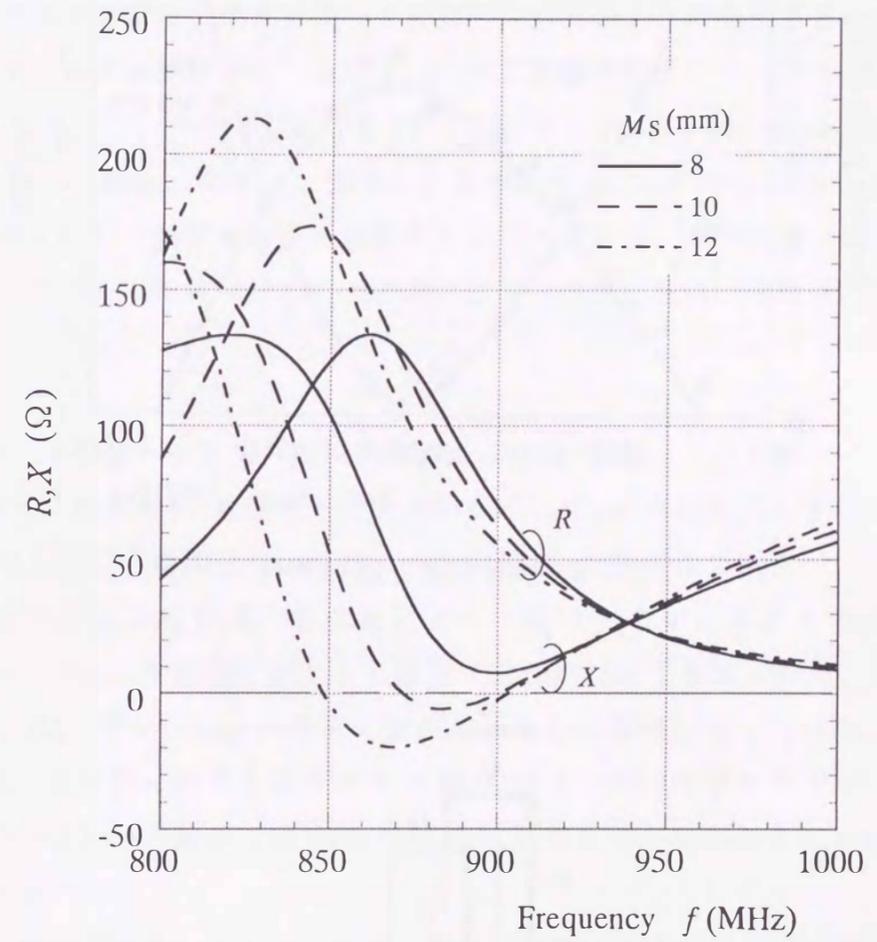


図5.3 携帯電話用変形伝送線路型アンテナの入力インピーダンス特性



(a) パラメータ:  $N_w$

図5.4 入力インピーダンス特性



(b) パラメータ:  $M_s$

図5.4 入力インピーダンス

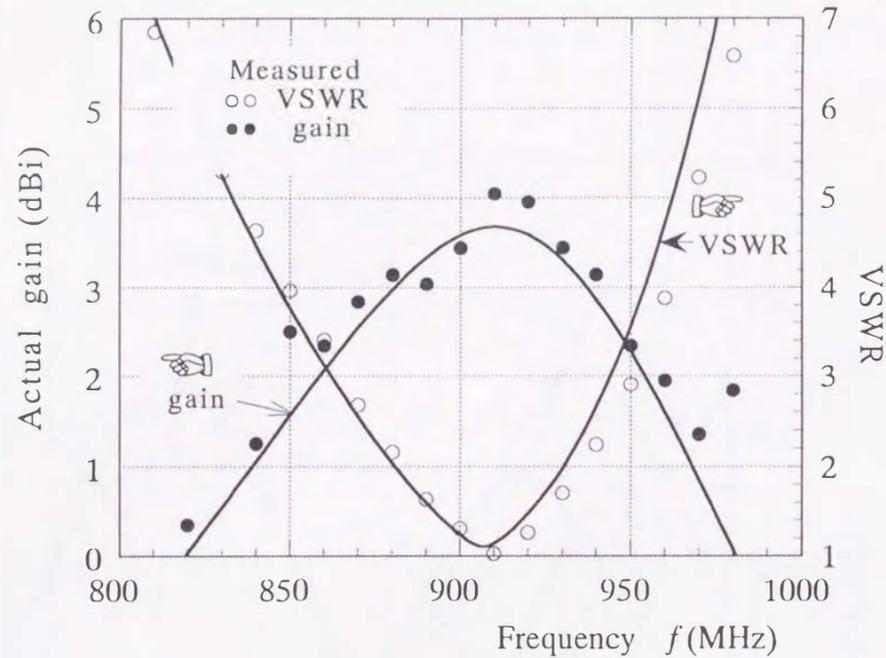


図5.5 動作利得とVSWR特性

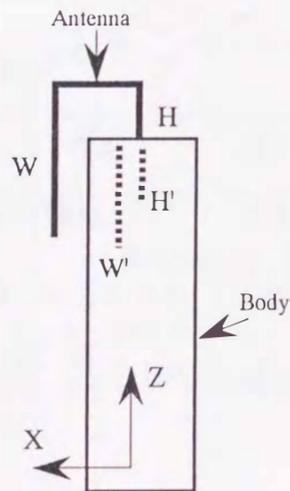


図5.6 変形伝送線路型アンテナとそのイメージアンテナ (断面図)

### 5.5 電話機筐体の長さに対する特性

携帯電話機の形状は、内蔵電池が占める部分が比較的多いため、電池の容積によって変化し、筐体に流れる電流によりアンテナ特性に影響を与える。そのため、筐体の寸法や形状等の条件によって放射特性がどのように変化するかを知ることはアンテナの設計や実用化、小型化にとって重要である。

ここでは、アンテナ寸法が第5.4節で示した $C=186\text{mm}$  ( $H=15\text{mm}$ ,  $D=10\text{mm}$ ,  $W=48\text{mm}$ ,  $L=40\text{mm}$ ) の形状に固定し、筐体長 $BH$ が $80\text{mm}$ から $180\text{mm}$ まで変化したときのアンテナ特性に与える影響をインピーダンス、動作利得、指向性等から調べる。ただし、筐体寸法 $BW$ ,  $BD$ およびアンテナの取付け位置は、前節と同じとする。

#### 5.5.1 インピーダンス、動作利得およびVSWR 特性

図5.7は、筐体長 $BH$ を変化したときの $f=900\text{MHz}$ における入力インピーダンス特性を示し、○、●印は、 $BH=80, 130, 180\text{mm}$ の測定値である。

インピーダンス特性は、筐体長によって変化するが、その入力抵抗値は、 $BH=110\sim 170\text{mm}$ の範囲にわたってほぼ一定(約 $50\Omega$ )である。一方、リアクタンス値は、 $BH=80\sim 140\text{mm}$ の範囲でほとんど $0\Omega$ の状態になっている。更に、図5.8には、筐体長に対する動作利得(X軸方向)とVSWR特性を示すが、筐体長が $BH=100\sim 160\text{mm}$ の範囲ではVSWRは2.0以下であり、そのときに $3\text{dBi}$ 以上の利得が得られている。

これらの結果から、本アンテナは、筐体長の変化によるアンテナ特性の変化が比較的少なく、設計が容易なアンテナであることが明らかになった。なお、筐体のより小型化のためには、新たにアンテナを再設計しなければならないが、本論文のアンテナのままでも筐体長を20%程度の小型化は可能である。

筐体長は、 $80\sim 180\text{mm}$ まで $20\text{mm}$ 間隔の六種類について数値計算を行った。その際、筐体の長さ方向のワイヤグリッドの分割数は、筐体の幅 $BW$ のグリッド間隔とほぼ等しくなるように考慮した。

## 5.5.2 電流分布

図5.9は、給電点に1Vを加えた場合の $f=900\text{MHz}$ における筐体およびアンテナ素子上の電流分布を示し、図(a)が $BH=80\text{mm}$ 、図(b)が $BH=130\text{mm}$ 、図(c)が $BH=180\text{mm}$ の場合である。なお、左が正面図、右が背面図である。この図で、筐体の頂面の電流だけは、X軸方向の分布を正面図に、Y軸方向の分布を背面図に示している。また、筐体の電流の絶対値はアンテナ部の2分の1である。

筐体やアンテナ素子上電流分布の大きさは、筐体長により変化するが、これらの特性で共通して、次のことが言える。

アンテナ素子上の電流は、アンテナ長が約 $\lambda/2$ であるため、アンテナ素子の給電点から $\lambda/4$ 付近で小さく、給電素子部と短絡素子部付近で振幅が最も大きくなる。一方、筐体部の電流は、アンテナ素子を取付けた頂面ではアンテナの給電部と短絡部で大きくX軸およびY軸方向に分流するように流れる。更に、正面ではアンテナ素子と重なる筐体部分で大きな電流分布を示すが、これはZ軸方向(垂直)に電流が多く流れ、Y軸方向(水平)には少ない。また、背面の電流は、アンテナ素子が無いため、その量は少ないことがわかる。特に、 $BH=130\text{mm}$ の背面の電流は、上端部や側面の角で若干流れ、他の部分ではほとんど電流が流れていないことがわかる。モノポールアンテナを用いた携帯電話では筐体の両面に電流が流れるのに対して、本アンテナの場合は、このようにアンテナの背面には電流がほとんど流れないので筐体に顔を近づける運用時においてもアンテナ特性に与える影響は少ないものと考えられる。

また、図(a)の $BH=80\text{mm}$ では、筐体長が約 $\lambda/4$ であるため、筐体上には $\lambda/4$ の電流分布を示し、ちょうど共振現象を生じて比較的大きな電流が流れている。一方、図(c)の $BH=180\text{mm}$ では、その長さが $\lambda/2$ 程度になるため、筐体長の中央部で電流腹部となり約半波長の定在波が分布していることもわかる。

## 5.5.3 指向特性

図5.10は、 $f=900\text{MHz}$ における電界 $|E_{\theta}|$ 成分の指向特性を示し、図(a)がX-Y面内、図(b)がZ-X面内、図(c)がZ-Y面内である。実線が筐体長 $BH=130\text{mm}$ の場合を示すが、同図には80mmの場合を破線で、180mmの場合を一点鎖線で示

している。○印は、 $BH=130\text{mm}$ の測定値である。

これらの図より、このアンテナは、 $|E_{\theta}|$ 成分を筐体の面に対して垂直の方向に放射するが、背面(人体側)方向の放射は約3dB程弱くなっており、携帯電話の運用時の電波が人体に与える影響を考えると理想的な特性が得られている。また、筐体長が短くなると背面方向の放射が増えて利得が減少しているが、図(b)のZ-X面内指向性では、 $BH=180\text{mm}$ のときに最大指向性の方向は水平面より下方( $\theta=120^{\circ}$ )に移っている。このように筐体が高くなると指向性の最大値が筐体方向に引っぱられる現象は、筐体にモノポールアンテナを搭載した場合と類似の特性となってい得る<sup>(27)</sup>。

図5.10(a)のX-Y面内指向性で測定値と計算値の誤差は、測定の際にアンテナに給電する垂直同軸線路からの放射電界による影響であり、この同軸線路が筐体の一部として働いているためと思われる。

一方、 $E_{\phi}$ 成分は、アンテナ素子Dの部分からZ軸方向に若干放射されるが、特に素子Lの部分では、図3.7の電流分布で指摘したように電流定在波は節点となり、更に、この点を境に電流モーメントが逆向きとなるため正面方向の放射は弱いと考えられる。

なお、本論文では $|E_{\phi}|$ 成分に対する指向特性は示していないが、アンテナ系のこの成分の放射レベルは $|E_{\theta}|$ に比べX-Y面内で-10dB以下、Z-Y面内で-7dB程度である。

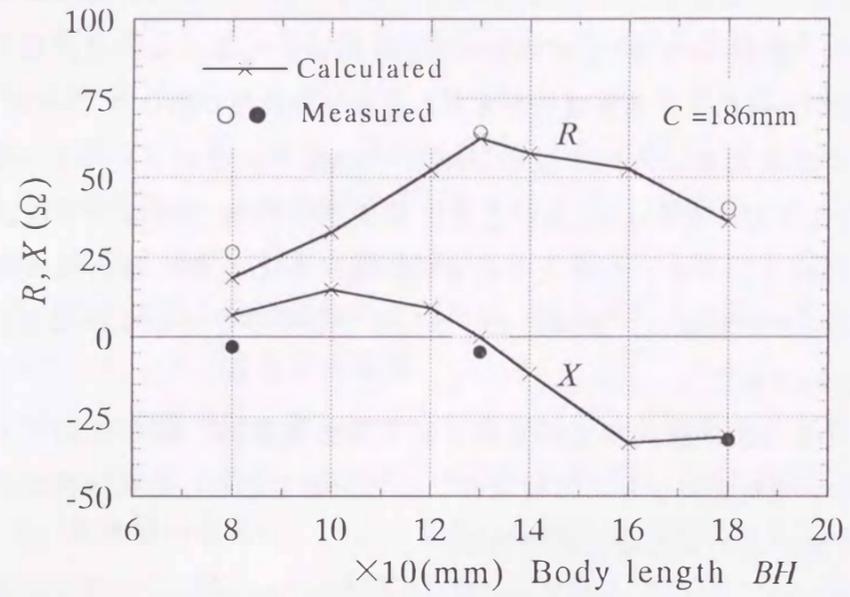


図5.7 筐体の長さに対する入力インピーダンス特性

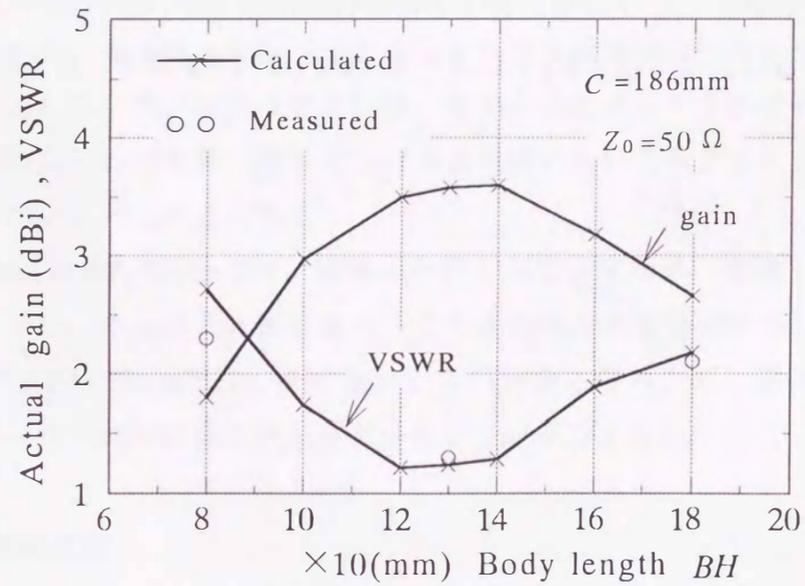


図5.8 筐体の長さに対する動作利得とVSWR特性

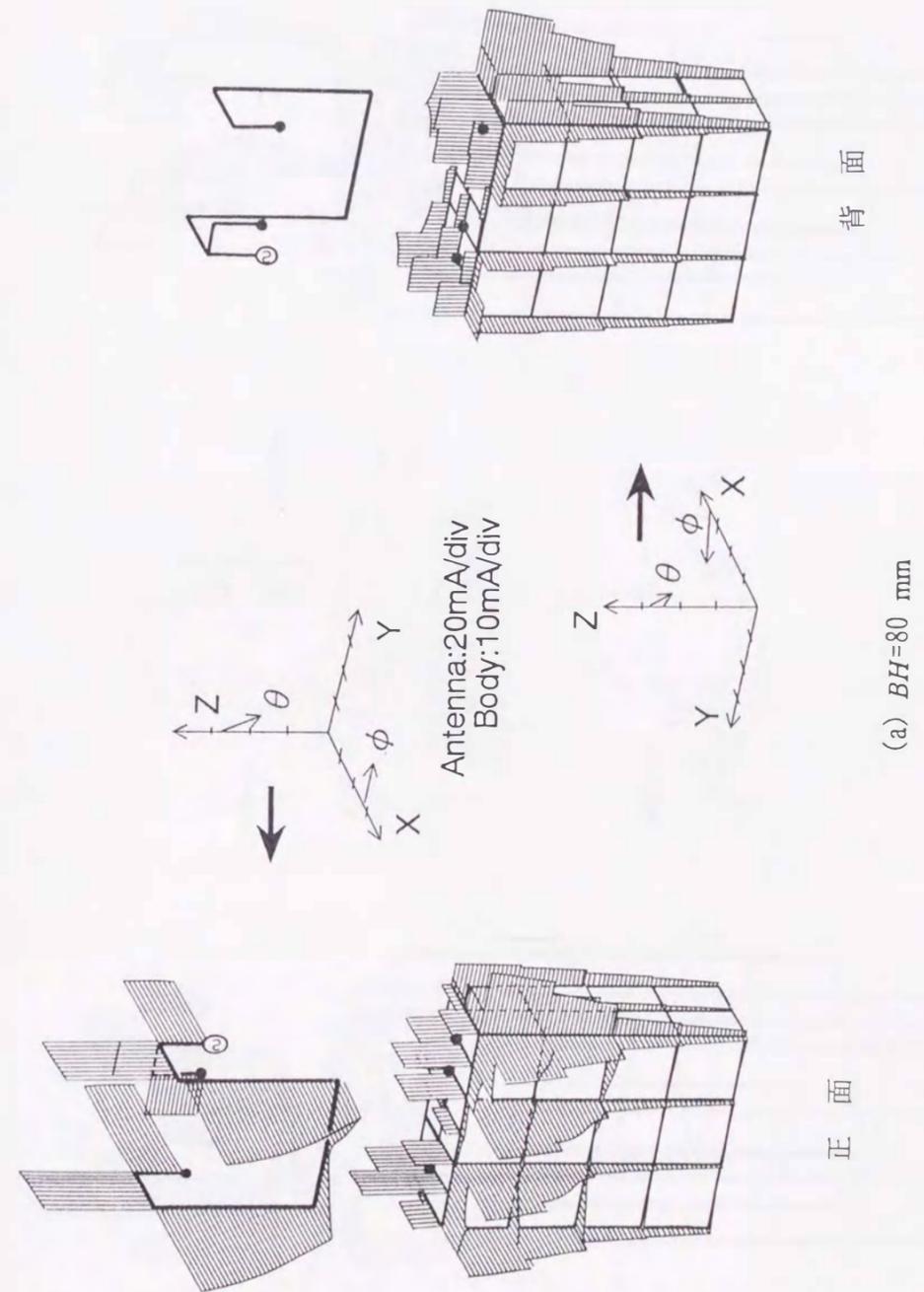
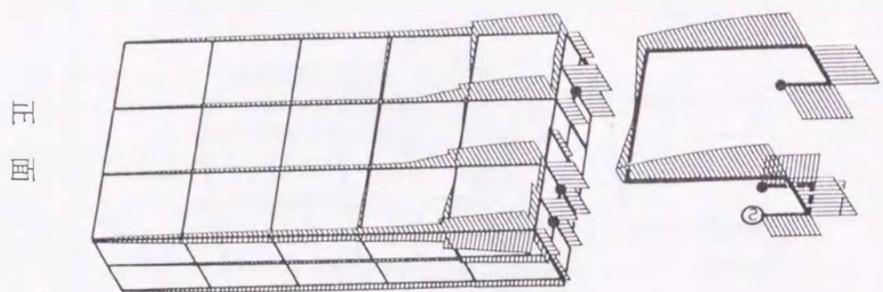
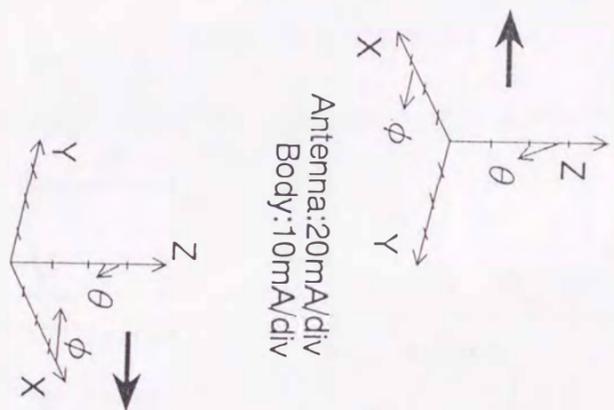


図5.9 電流分布 ( $f=900\text{MHz}$ )

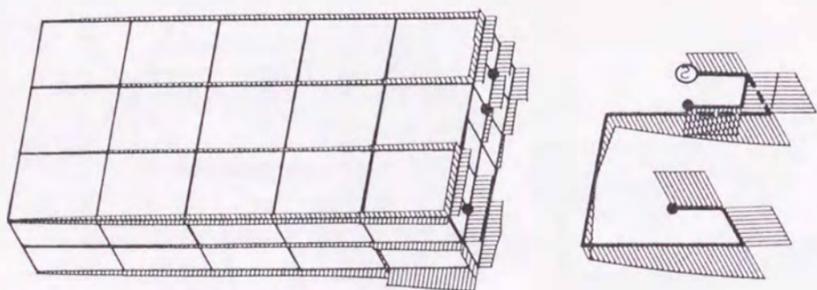


正面

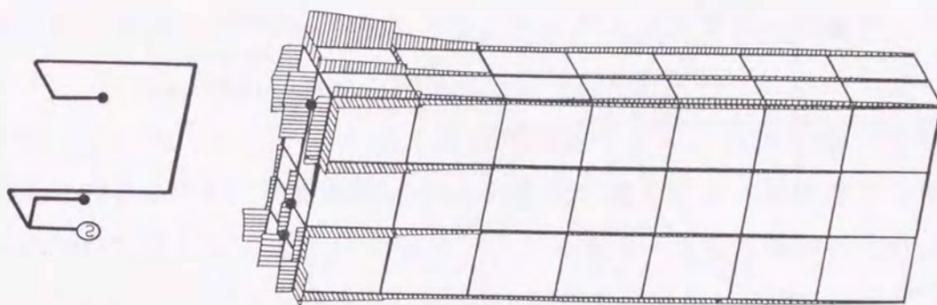


(b)  $BH=130$  mm

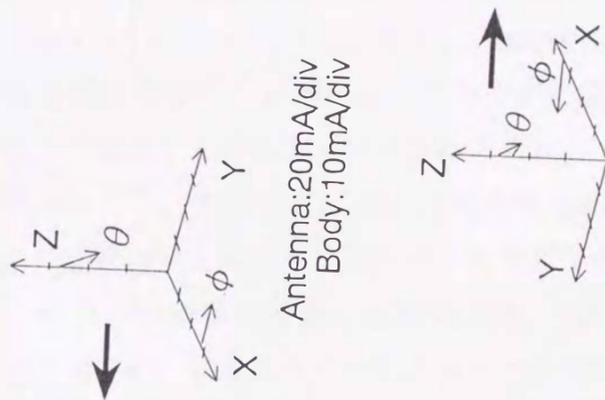
図5.9 電流分布 ( $f=900\text{MHz}$ )



背面

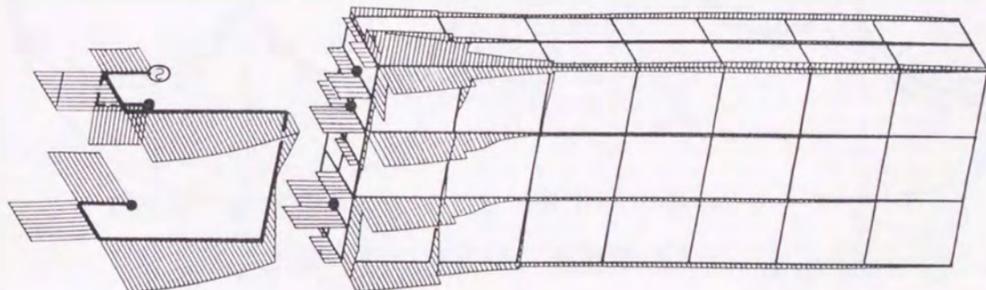


背面



(c)  $BH=180$  mm

図5.9 電流分布 ( $f=900\text{MHz}$ )



正面

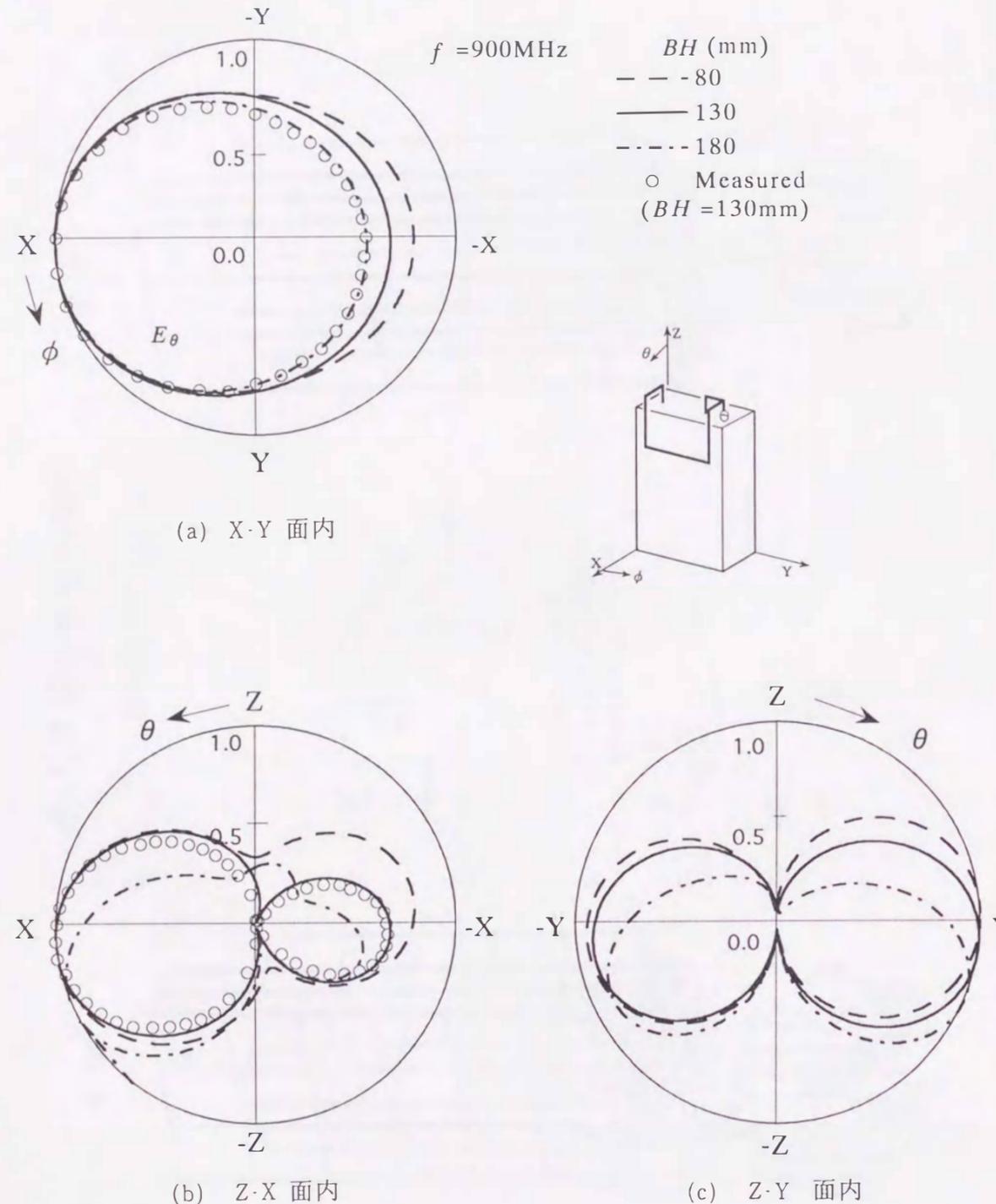


図 5.10 指向特性

### 5.6 測定方法

電話機筐体に設置した変形伝送線路型アンテナの理論結果の妥当性を検討するため、動作周波数を900MHzとするアンテナのモデルを作り、本アンテナの入力インピーダンス、動作利得、指向性等を測定した。

図5.11は、入力インピーダンスの測定装置を示す。筐体は60(BW)×10(BD)×130(BH)mmの大きさを厚さ0.2mmの銅板で製作した。被測定アンテナは直径2mmの銅線で製作し、セミリジッドケーブルを用いて直方導体の底面より小型同軸コネクタ(レセプタクルプラグ)を経由して給電する構造としている。セミリジッドケーブルは直径が4mmを使用し、その電気的特性は $Z_0=50\Omega$ 、比誘電率 $\epsilon_r=2.1$ である。また、周囲の影響を防ぐため、アンテナの近くに電波吸収体を並べている。一方、セミリジッドケーブルの長さ(方向性結合器とアンテナの給電点間)に対する影響は比較的少なかったため、その長さを30cmに選んでいる。測定方法は、パソコンとベクトルボルトメータを組み合わせ、反射係数法による自動測定の実験を行った<sup>(113)</sup>。すなわち、図5.11の給電点Spを基準点として、そこを短絡したときの反射係数を $|\Gamma_s|/\angle\theta_s$ 、アンテナを接続したときの反射係数を $|\Gamma_t|/\angle\theta_t$ とすると、ケーブルの影響を考慮した給電点Spでの反射係数は、 $|\Gamma| = |\Gamma_t|/|\Gamma_s|$ 、 $\theta = \theta_s - \theta_t$ で求められ、給電点から見たアンテナの入力インピーダンス(R, X)は、次式から求められる。

$$R = Z_0 \frac{1 - |\Gamma|^2}{|\Gamma|^2 + 1 - 2|\Gamma|\cos\theta} \quad (5.5)$$

$$X = Z_0 \frac{2|\Gamma|\sin\theta}{|\Gamma|^2 + 1 - 2|\Gamma|\cos\theta} \quad (5.6)$$

ここで $Z_0$ は、給電線の特徴インピーダンスである。

一方、利得および指向性の測定は、電波暗室<sup>(114)</sup>(5×7.8×2.4m)を使用し、被測定アンテナを床から1.2mの位置に設定、受信アンテナとして半波長ダイポールアンテナを用い、両アンテナ間の距離は6m(約18λ)の間隔を取り測定した。

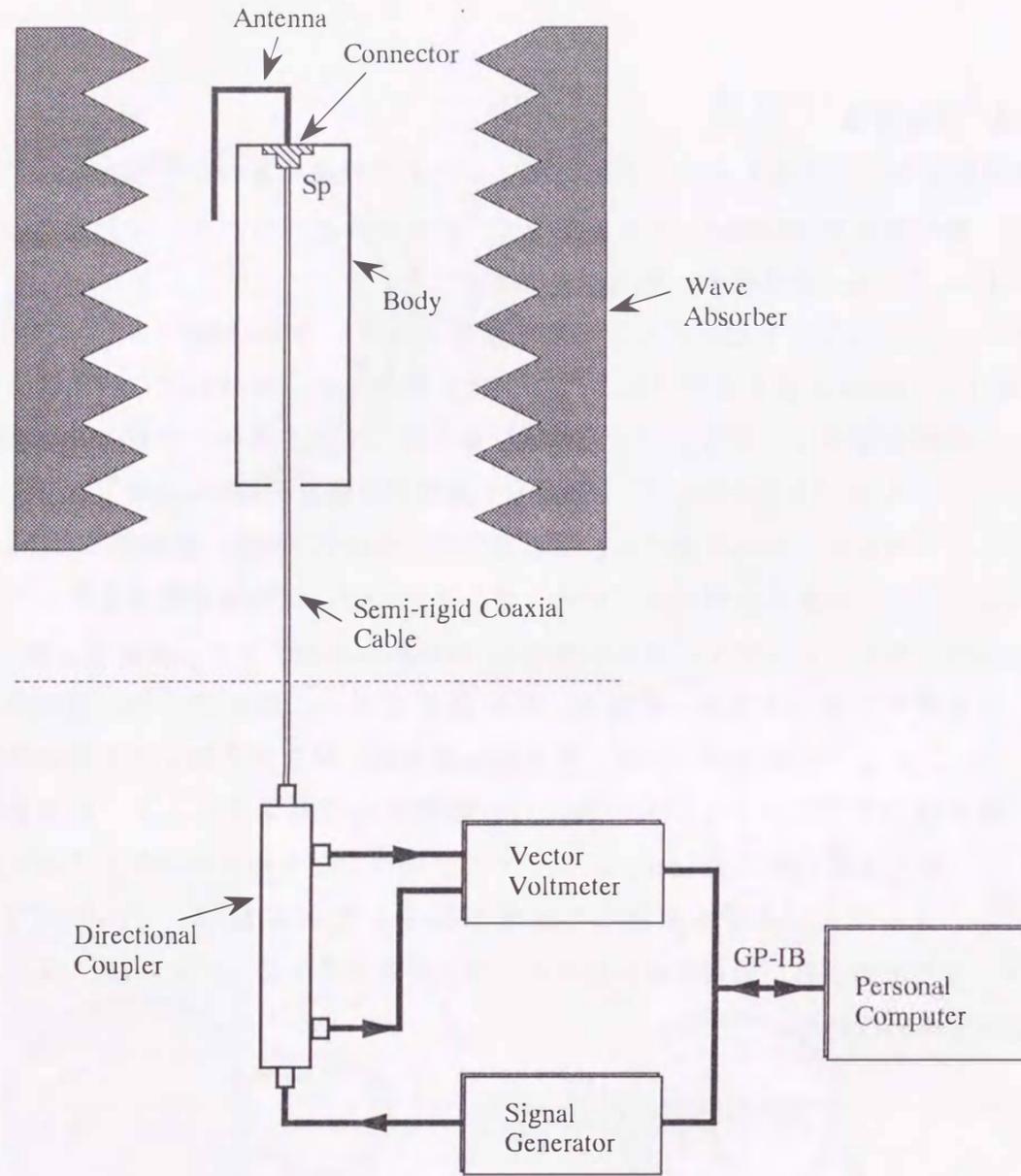


図 5.11 入力インピーダンス測定装置

### 5.7 電話機筐体長に対する最適なアンテナ形状

図5.7, 図5.8で示したように, 本アンテナの筐体長に対するインピーダンス, VSWR特性は, 筐体長が100~160mmの範囲では変化が少なく比較的広帯域性があるが, 筐体長が本来の設計の大きさ ( $BH=130\text{mm}$ ) から短く又は長くなるに従って筐体の影響を受け特性が悪くなり, 特に $BH=80\text{mm}$ や $180\text{mm}$ では顕著に現われ携帯電話アンテナとして満足する特性が得られなくなる。そこで, ここでは, 幅広い応用を考えるためこれらの筐体長に対する最適なアンテナ形状を求めたが, 更により良い特性を得るため $BH=100, 120, 140, 160\text{mm}$ についても再設計を行い最適なアンテナ形状を求めた(表5.1)。その動作利得とVSWR特性を図5.12に示す。

筐体長に対する最適なアンテナ形状は, 筐体長が $BH=80\text{mm}$ と $180\text{mm}$ ではアンテナ形状がやや大きく, また利得がやや低下するが携帯電話用アンテナとして満足する特性が得られた。現在, 実用化されている携帯電話機の筐体の長さは, 100~150mmが主流であり, 本アンテナはこの長さの範囲内では最も良好な特性を示しており優れたアンテナであることがわかる。

ここで得られた結果を先の図5.8の結果と比較すると, つぎのことが言える。VSWRは,  $BH$ が80~180cmの範囲で約1.2以下となり, ほぼ給電線との整合が取れるアンテナが得られた。一方, 動作利得は,  $BH=80\text{mm}$ 付近ではVSWR特性を改善することで図5.8の利得より, この部分の増加を図ることが出来た。しかし,  $BH=180\text{mm}$ では, 低VSWRが得られ整合が取れているにもかかわらず大きな利得の増加は得られなかった。これは, 図5.10の指向特性で指摘したように, 筐体が長くなると指向性の最大値が正面より下向になるためであり, 従って, 筐体が長い場合の利得の増加は, 給電線との整合より, むしろ指向特性の改善が必要であると思われる。

アンテナの設計は, 図5.7の特性を参考に行った。まず初めに, 筐体長に対してインピーダンスの抵抗値が $50\Omega$ になるようにアンテナの高さ $H$ を選び, 次に, 動作周波数で共振点となるように周囲長 $C(W)$ を変えて最適な寸法になるように決定した。また, 詳細な調整は素子長 $D$ によって行っている。

単位 (mm)

BH(筐体長)	H(高さ)	D	W	C(周囲長)
80	20	11	44	190
100	17	10	45.5	185
120	12	10	48	180
140	15	10	48.5	187
160	17	12	48.5	195
180	20	12	47	198

表5.1 筐体長に対する最適なアンテナ形状  
( $L=40\text{mm}$ ,  $M_s=10\text{mm}$ )

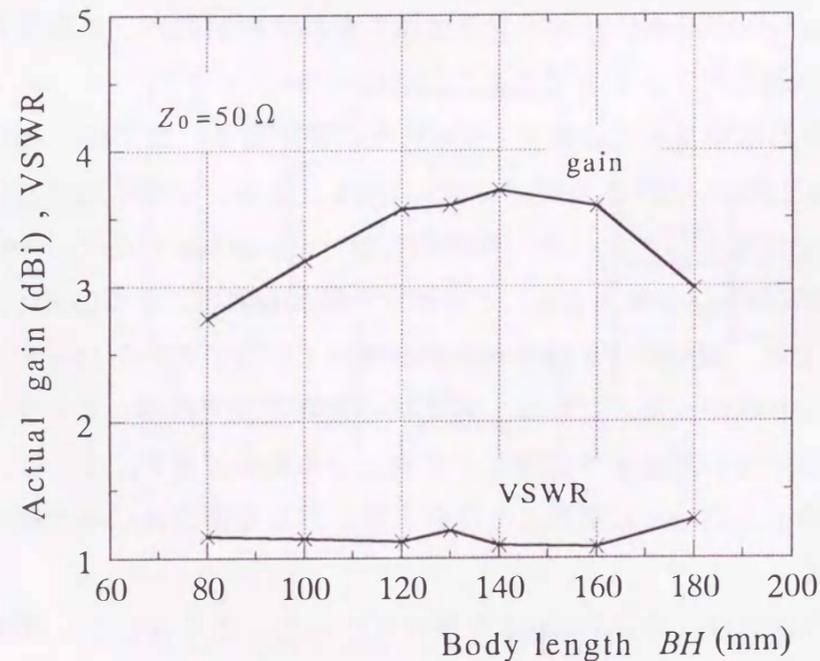


図5.12 動作利得とVSWR特性

### 5.8 折畳み式携帯電話アンテナの特性

図5.13は、筐体の長さBHが60mmの折畳み式の携帯電話機に変形伝送線路型アンテナを設置した場合で、筐体 $B_2$ を $\alpha$ の角度に開いた状態の折畳み式の携帯電話アンテナの形状を示す。ここで、筐体 $B_1$ は、Z軸と平行になるように固定し、筐体 $B_2$ は、座標原点を中心に回転するものとする。また、 $B_2$ の長さは、 $B_1$ と等しい長さに取り、その他の筐体の厚さBD、幅BWおよびアンテナの寸法は、第5.4節と同じとした。数値解析に当たっては、筐体 $B_1$ と $B_2$ ともに長さ方向の分割数を3に取ったワイヤグリッドモデルで行った。

図5.14は、運用時の角度を考慮 $\alpha$ が $90^\circ \sim 180^\circ$ まで変化したときの動作利得とVSWR特性を、図5.15は、 $|E_\theta|$ 成分のZ-X面内指向性を示す。

図より、開き角 $\alpha$ が小さく、筐体を折り曲げて使用したときには指向性の最大方向が水平面より下方に移動していくため、正面の利得が低下するが、運用時で開き角を $150^\circ$ 以上で使用すれば利得の変化も小さく約3dBi以上の利得が得られることがわかる。

一方、VSWRは、 $\alpha$ を変えてもほとんど変化せず、インピーダンス特性に与える影響が少ない。

図5.16は、 $\alpha$ が $120^\circ$ の場合の電流分布を示す。この図から筐体が背面方向に曲がっているため、背面での電流値が若干増加していることがわかる。

この結果から、携帯電話用変形伝送線路型アンテナは、折畳み式の携帯電話機に利用しても、ほとんど諸特性は変化せず小型の携帯電話機用として優れたアンテナであることが明らかになった。

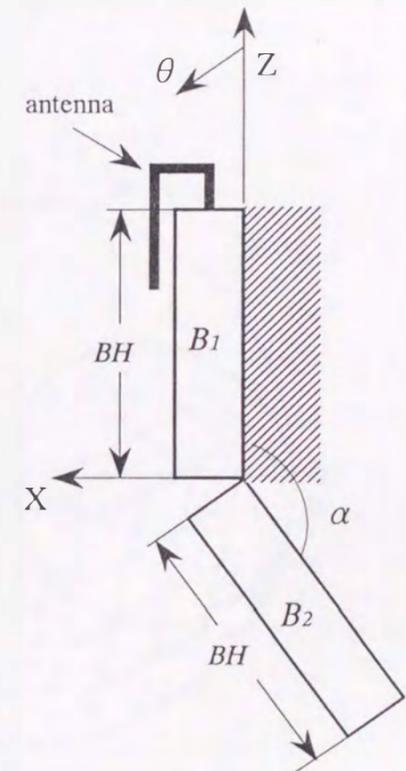


図5.13 折畳み式携帯電話アンテナ

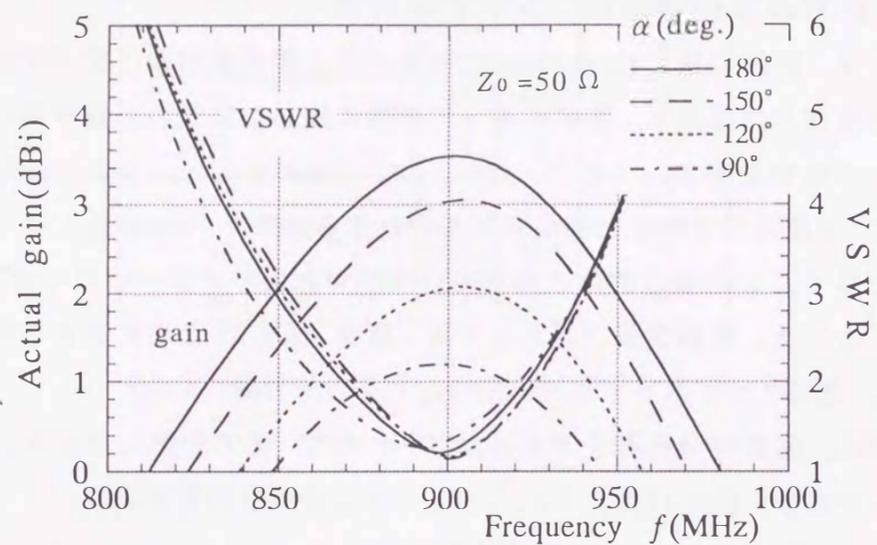


図5.14 動作利得とVSWR特性

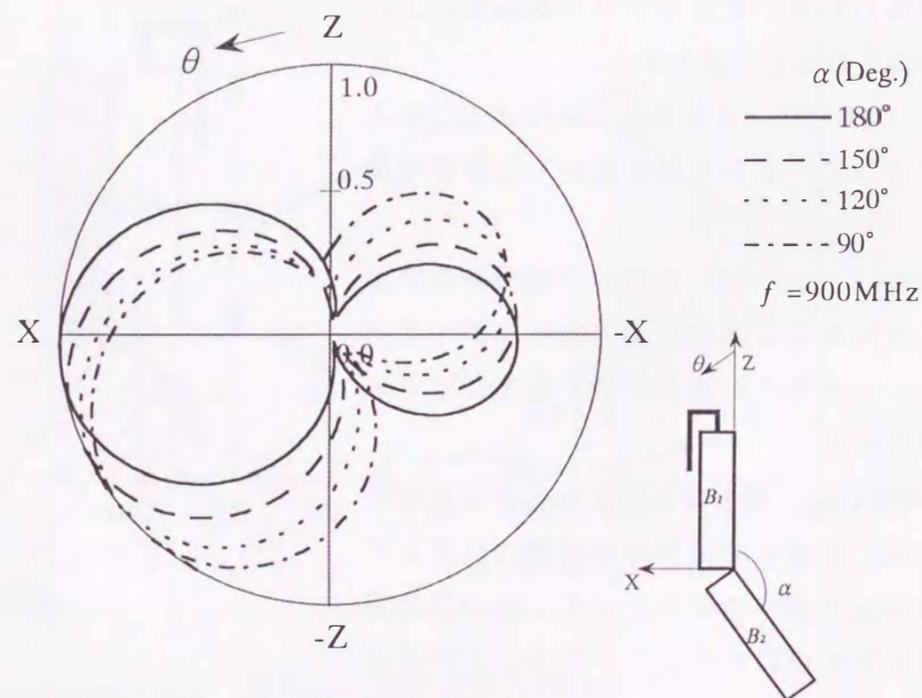


図5.15 Z-X 面内指向性

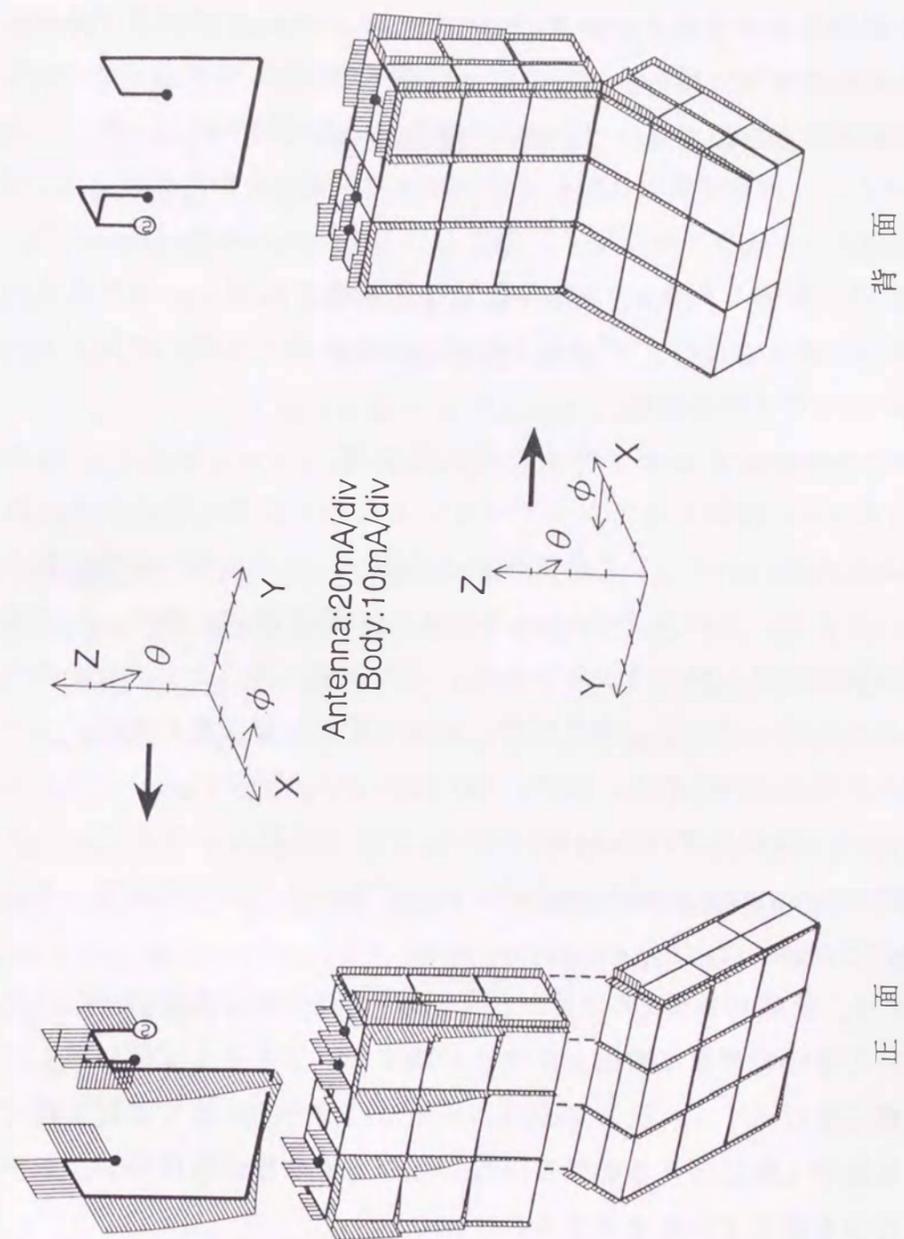


図5.16 電流分布 ( $f=900\text{MHz}$ )

### 5.9 むすび

第5章では、携帯電話機に搭載した変形伝送線路型アンテナを提案し、その特性をワイヤグリッド法を用いて解析した。

その結果、まづ、筐体の底面が $60 \times 10 \text{mm}$ で高さが $130 \text{mm}$ の携帯電話機用には、動作周波数 $900 \text{MHz}$  ( $\lambda = 333 \text{mm}$ ) に対し、変形伝送線路型アンテナの長さを $1.12/2\lambda$ で設計し、 $0.03\lambda$  ( $M_s = 10 \text{mm}$ ) の整合素子を付加すれば、その入力抵抗値が約 $50 \Omega$ となり、同軸給電線に対して低VSWRで広帯域な特性が得られ、更に、動作利得が $3.5 \text{dBi}$ をもち携帯電話アンテナとして満足する結果が得られた。

数値解析では、筐体の高さ $BH$ 方向のグリッド間隔を $0.08\lambda$ 、線状素子の半径を $0.003\lambda$ 程度に選んだワイヤグリッドモデルの解析結果は測定結果と良く一致し、本解法の適用性を確かめた。

次に、筐体の長さがアンテナ特性に与える影響について検討し、筐体長が $100 \text{mm}$ から $160 \text{mm}$ の範囲ではアンテナ寸法が上記のままでも特性の変化は少なく設計も容易である。しかし、この筐体長より短い、または長い場合は動作特性が悪くなる。そこで、筐体長さが $80 \text{mm}$ や $180 \text{mm}$ の場合を例に取り、この筐体の長さに対する最適なアンテナ寸法を求めた。その結果、アンテナ形状がやや大きくなるもののインピーダンス、動作利得、VSWR特性でほぼ携帯電話アンテナとして利用できる特性が得られた。また、他の筐体長 ( $100 \sim 160 \text{mm}$ ) についても再設計を行ったが、筐体長が $130 \text{mm}$  (約半波長) 付近では最も小型なアンテナ形状を有し、広帯域なVSWRと利得特性を得ており折畳み式の携帯電話機への応用も可能であることも示した。

本アンテナは、筐体の背面 (アンテナと反対の面) に流れる電流が少ないため、運用時において筐体の背面に設置したキーの操作や下部を手で支持してもアンテナ特性に影響を受けにくく、更に電波は人体とは反対方向に強く放射されている構造であり電波が人体に与える影響も少ない等の点で携帯電話用のアンテナとして理想的な特徴を備えていると言える。

## 第6章 内蔵型携帯電話用変形伝送線路型アンテナ

### 6.1 まえがき

第5章では、携帯電話機の外部に設置した携帯電話用変形伝送線路型アンテナの形状と特性を論じた。この章では、携帯電話機に一層の携帯性を持たせるために、変形伝送線路型アンテナを電話機に内蔵した内蔵型携帯電話用変形伝送線路型アンテナを提案し、その特性について検討する<sup>(106), (108)</sup>。

アンテナを電話機に内蔵する場合、一般に、筐体に凹みを付けて収納する方法が採られる<sup>(39)</sup>。凹みを持つ筐体は変形して小型になり、その結果、使用時の人体効果等によってアンテナの動作周波数が目的とする設計周波数からずれて、給電線とのインピーダンス整合が取れなくなることがある<sup>(41), (42)</sup>。このため、内蔵型の携帯電話用アンテナには、動作帯域が広く、動作周波数の調整が容易なアンテナが要求される<sup>(35)</sup>。

筐体に収納したアンテナの広帯域化を図るためには、アンテナの特性に対する筐体の凹みの影響を定量的に評価しなければならない。ここでは、まず標準的な大きさの凹みを持つ筐体を取り上げ、収納した変形伝送線路型アンテナをワイヤグリッド法を用いて数値解析して、筐体に対する最適なアンテナの寸法を求める。

次に、凹みの深さと幅が変化したとき、アンテナの入力インピーダンス、動作利得、動作周波数、VSWR特性がどのように影響を受けるかを数値解析と実験により詳細に検討する。その結果、提案した内蔵型携帯電話用変形伝送線路型アンテナが所望の広帯域性を有し、アンテナを収納する筐体の凹みには最適な大きさがあることを明らかにしている。

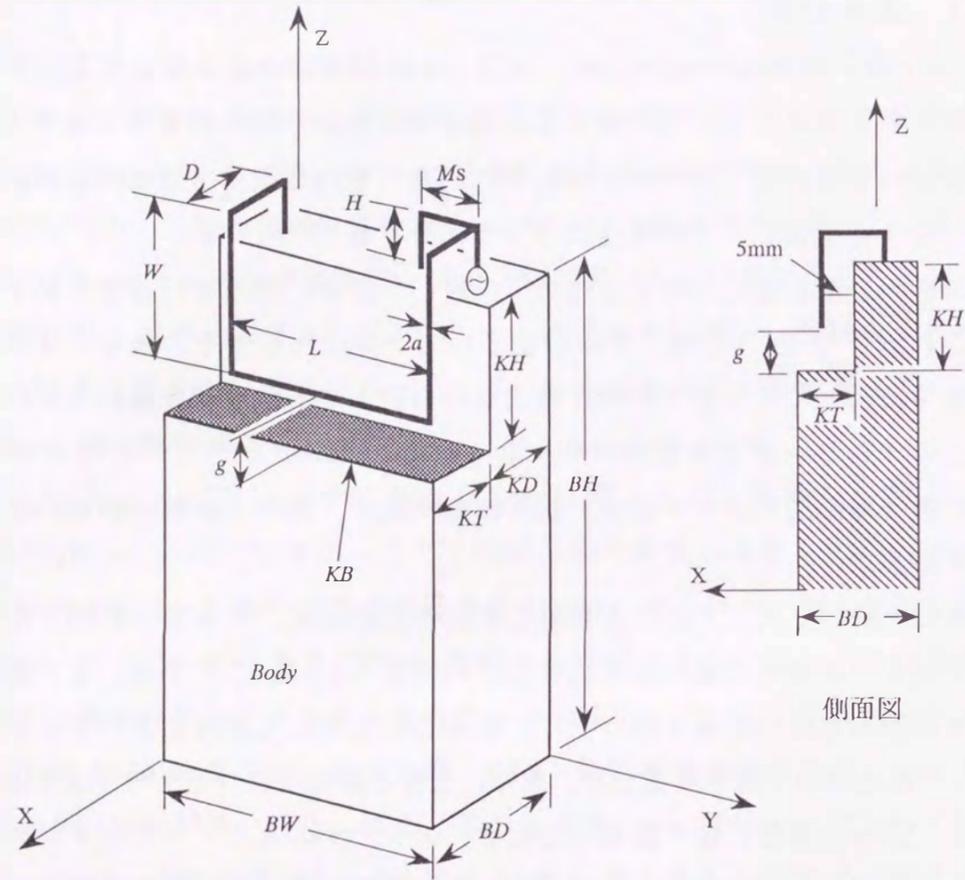


図 6.1 変形伝送線路型アンテナを筐体に内蔵する構造

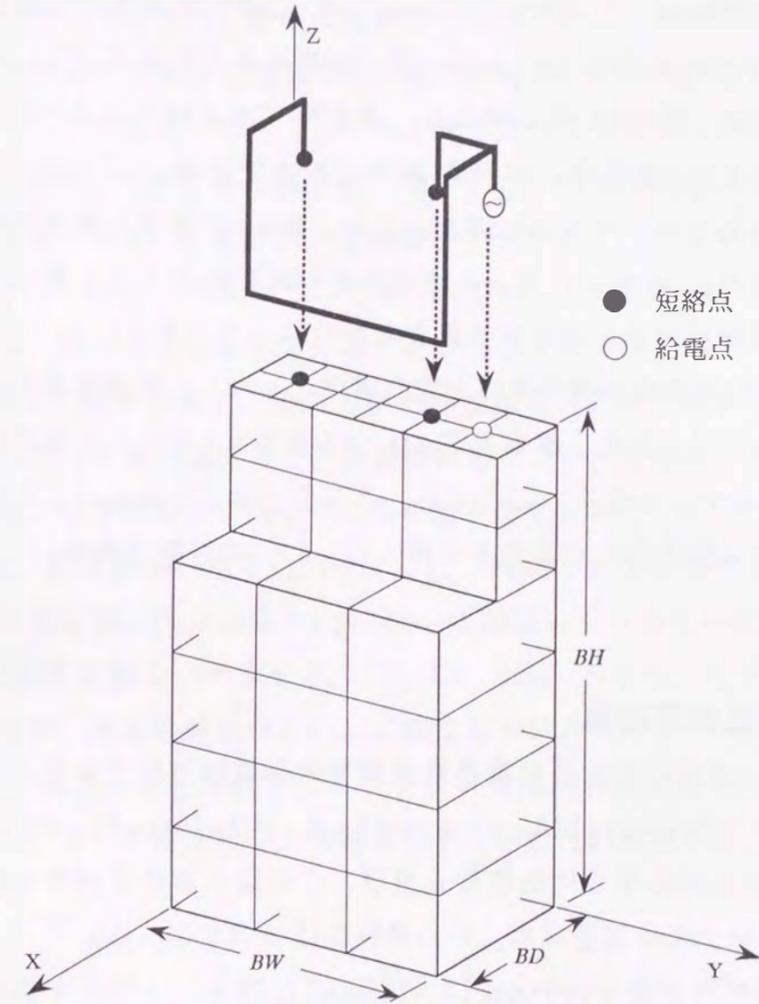


図 6.2 ワイヤグリッドモデル

## 6.2. アンテナの構造と解析モデル

図6.1は、筐体に内蔵する変形伝送線路型アンテナと座標系を示す。同図の右側は、その側面図である。アンテナは、 $BW \times BD \times BH$ の直方体の上部側面に仕切った、 $BW \times KT \times KH$ の凹みに、その一部が収まるように取付けている。アンテナのパラメータは、第5章と同じであり、再び書くと $C$ はアンテナの長さ、 $H$ は高さ、 $D$ 、 $W$ および $L$ は筐体に平行な素子の長さである。アンテナ長 $C$ は、 $2(H+W+D)+L$ で表わされ、半波長に選ぶ。また、長さ $L$ の素子と筐体凹みの仕切り面 $KB$ までの距離を $g$ 、インピーダンス整合素子の長を $M_s$ とする。特に、後で述べるように、 $g$ は動作周波数を決定する重要なパラメータである。

図6.2は、図6.1の携帯電話機の筐体を完全導体とみなし、筐体部分の高さ方向 $BH$ を6、幅方向 $BW$ を3、また、厚さ方向 $BD$ 、 $KD$ を各々1のワイヤ素子に分割したワイヤグリッドモデルを示す。ここでも、アンテナ素子を取付ける筐体の頂面では第5章と同じく $X$ 軸方向に補助素子を挿入し、 $6 \times 2$ の分割である。

## 6.3. 数値計算と測定結果

ここでは、図6.1で示した内蔵の携帯電話用変形伝送線路型アンテナを解析するため、直方体の寸法が $BH=120\text{mm}$ 、 $BW=60\text{mm}$ 、 $BD=20\text{mm}$ に、 $KH=40\text{mm}$ 、 $KT=10\text{mm}$ の大きさの凹みをつけた筐体を選び、この筐体形状に対する最適な変形伝送線路型アンテナの寸法を求め、その諸特性について述べる。

数値解析は、動作周波数を $900\text{MHz}$  ( $\lambda=333\text{mm}$ )に設定し、ワイヤ素子とアンテナ素子半径 $a=1\text{mm}$ としてHallenの積分方程式を基にした汎用の解析プログラムを利用した。このワイヤグリッドモデルでのアンテナを含めた素子数 $M$ は146であり、 $a_m$ 、 $b_m$  ( $m=1, \dots, 146$ )の未定定数を決定するための境界条件は電流が80個、電圧が212個に選んでいる。各素子の分割数 $N=5$ である。

図6.3は、本アンテナが動作周波数 $900\text{MHz}$ で共振するように各パラメータを選んだ場合のインピーダンス特性である。このとき、 $H=12\text{mm}$ 、 $D=10\text{mm}$ 、 $W=45.5\text{mm}$ 、 $L=40\text{mm}$ および $M_s=10\text{mm}$ であり、アンテナの長さ $C$ は $175\text{mm}$ となるが、これは動作周波数の波長に対し $0.526\lambda$ である。図で○、●印は抵抗および

リアクタンスの測定値を示す。ここで、長さ $L$ の素子と仕切り板 $KB$ との距離 $g$ は $6.5\text{mm}$ である。また、アンテナ素子 $W$ の部分は、図6.1(右図)で示すように凹みの幅 $KT$ の中央に位置し、筐体凹みの表面から $5\text{mm}$ の距離である。

インピーダンス特性は、動作周波数で共振点を有し、抵抗値がほぼ $50\Omega$ となり同軸給電線に対して良好に整合することがわかる。計算結果と測定結果は良く一致しており、このときのワイヤグリッドモデルによるグリッド間隔は、 $BW$ 、 $BH$ 共に $2\text{cm}$ であり、これは動作周波数に対して約 $0.07\lambda$ である。また、内蔵化することで第5.4節で示した変形伝送線路型アンテナより、アンテナ長が95%程度に小型化されている。この件については、後の第6.4.1節で詳しく説明する。

最近では、筐体全体を導体で作ることが少なくなっている。そこで、本アンテナでも図6.1に示す筐体で、その正面の階段状部分のみを導体で表現した有限導体板を用いた携帯電話機内蔵変形伝送線路型アンテナを解析したが、本論文で得られた特性とほぼ同様のVSWRや利得特性を得ている<sup>(117)・(118)</sup>。

図6.4は、筐体頂面の厚さ $KD$ を10、15、20mmと変化したインピーダンス特性を示す。ここでは、凹みの幅を $KT=10\text{mm}$ に固定しているため筐体全体の厚さ $BD$ は、 $KD$ の変化に対し、それぞれ、20、25、30mmとなる。ただし、アンテナの取付け位置は、凹みの側面から $5\text{mm}$ に固定している。

$KD$ がこの範囲の変化ではインピーダンス特性に大きな変化はなく背面方向の厚さの変化に対して特性に与える影響が少ないことが判明した。

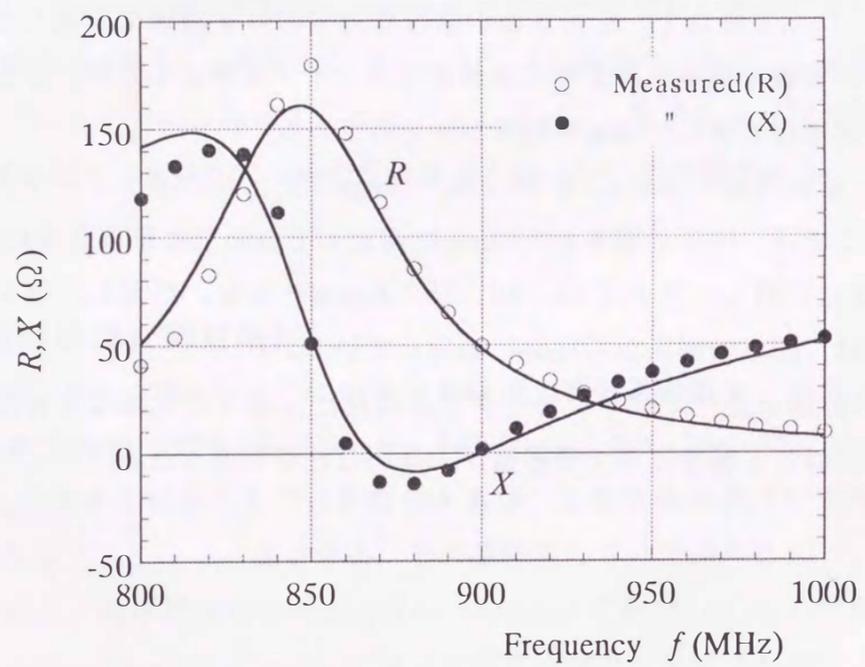


図 6.3 入力インピーダンス特性  
( $g = 6.5\text{mm}$ ,  $KH = 40\text{mm}$ ,  $KT = 10\text{mm}$ )

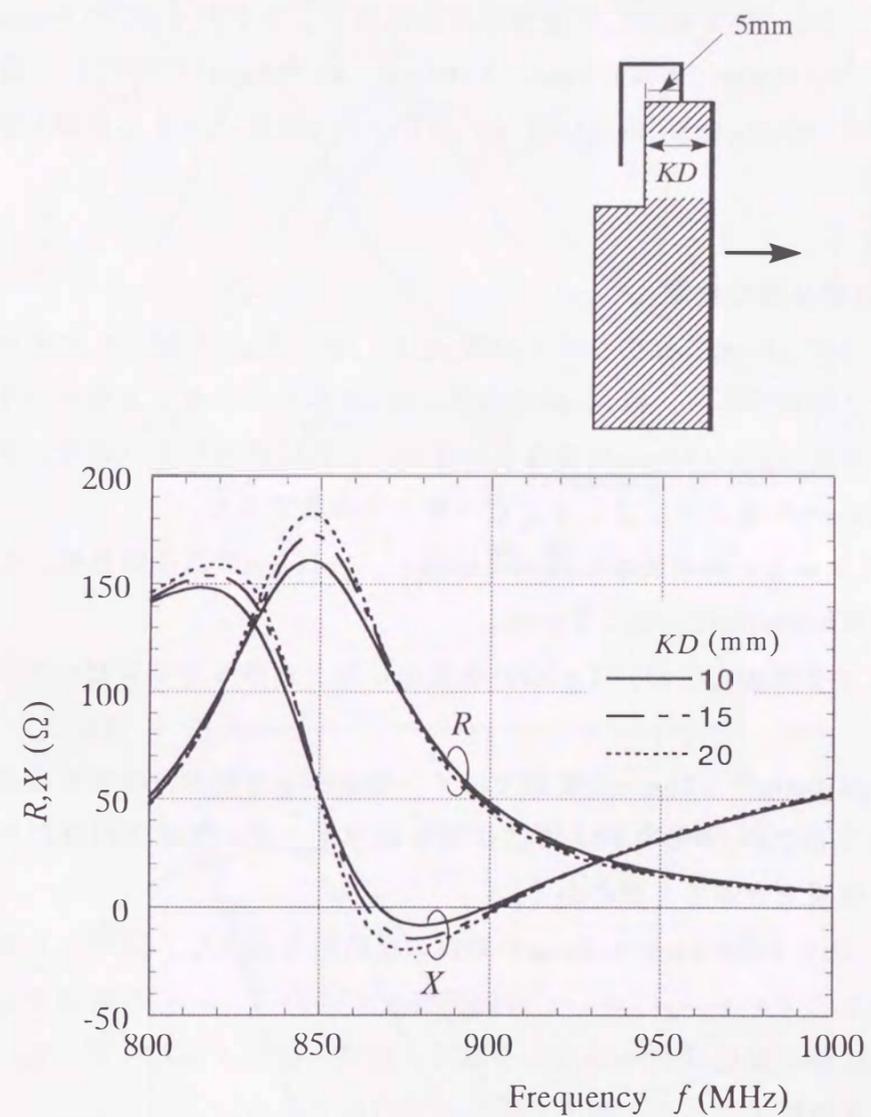


図 6.4 筐体の厚さに対する入力インピーダンス特性  
( $g = 6.5\text{mm}$ ,  $KH = 40\text{mm}$ ,  $KT = 10\text{mm}$ )

### 6.4. 筐体の仕切り板による特性

ここでは、第6.3節で解析した変形伝送線路型アンテナの寸法 $C=175\text{mm}$  ( $H=12\text{mm}$ ,  $D=10\text{mm}$ ,  $W=45.5\text{mm}$ ,  $L=40\text{mm}$ ,  $M_s=10\text{mm}$ )に固定し、筐体の凹みの仕切り板の位置 $g(KH)$ および幅 $KT$ がアンテナ特性に与える影響を詳細に述べる。

#### 6.4.1 仕切り板の位置

図6.5は、 $KT=10\text{mm}$ で仕切り板の位置 $g$ を5, 10, 15mmと変えたときの入力インピーダンス特性であり、図(a)が抵抗値、図(b)がリアクタンス値を示す。

図中で、破線は $KH=120\text{mm}$ の場合を示すが、これは凹みがない場合、すなわち $120\times 60\times 20\text{mm}$ の直方体によるインピーダンス特性である。

$g$ が大きくなると共振周波数は高域に移動し、 $g=15\text{mm}$ では仕切り板がない場合の共振周波数930MHzに一致している。

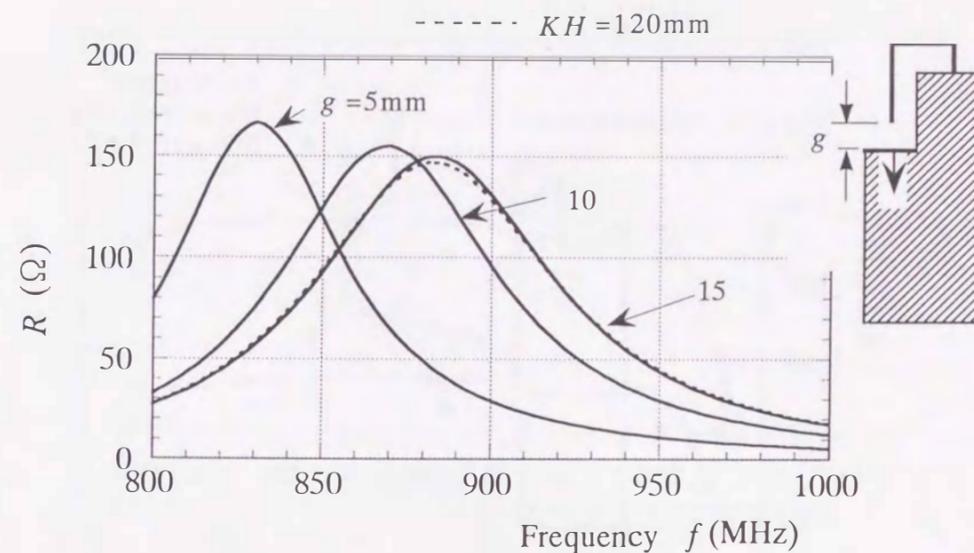
図6.6は、 $f=900\text{MHz}$ において $g(KH)$ を変化したときの入力インピーダンス特性を示す。

図から、 $g$ が5mmから20mmの範囲ではインピーダンス特性は仕切り板の影響を受けて変化するが、 $g$ がそれ以上では仕切り板がインピーダンス特性に与える影響は小さく無視できることがわかる。

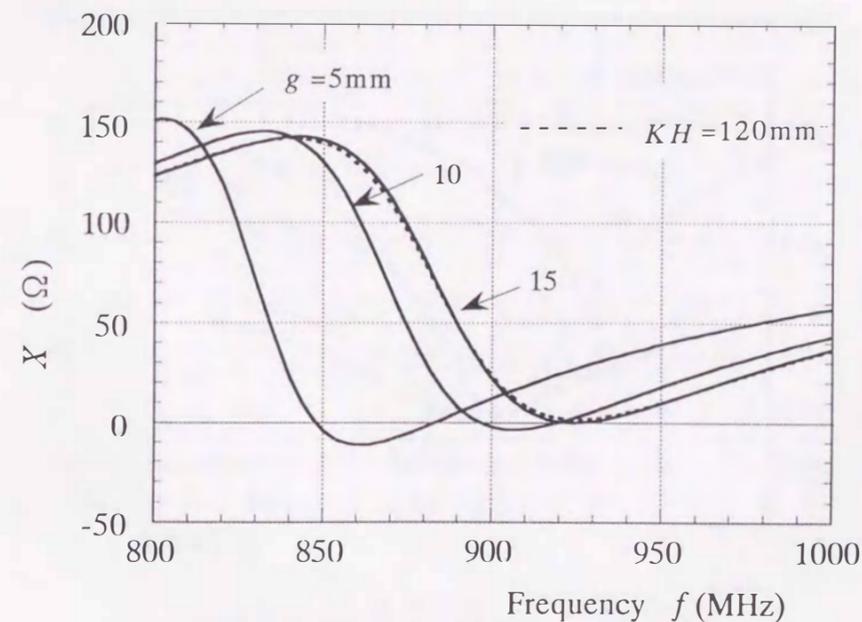
図6.7は、図6.6の $g=5\text{mm}\sim 15\text{mm}$ の範囲の抵抗値を拡大し、同時に共振周波数を表示したものである。 $g$ に対して共振周波数が880~930MHzの範囲で変化し、その間の抵抗値の変化は40~70 $\Omega$ と少なく、仕切り板はインピーダンス、または動作周波数を調整するために利用することが可能である。

図6.8は、 $g=5, 10, 15\text{mm}$ と変化した電流分布を示す。図で、横軸は給電点から短絡点までのアンテナの長さで目盛っており、その途中の $\nabla$ 印は図6.8の上部で示すようにアンテナの個々の屈曲部の位置を示している。一方、縦軸は給電点に1vの電圧を加えた場合の振幅値(mA)である。

図より、アンテナ長は、約半波長であるため当然 $\lambda/2$ の電流分布となっているが $g$ が狭くなると電流分布の節点が短絡部(右方向)の方向に移動し、波長が長くなっていることがわかる。これは、周知のように半波長ダイポールアンテナの



(a) 抵抗



(b) リアクタンス

図 6.5 入力インピーダンス特性 (パラメータ:  $g$ )

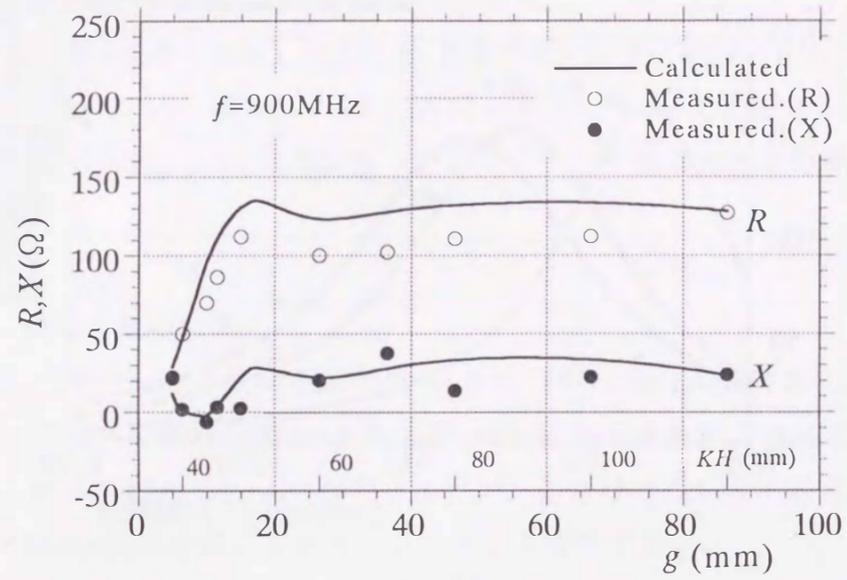


図 6.6  $g$  に対する入力インピーダンス特性

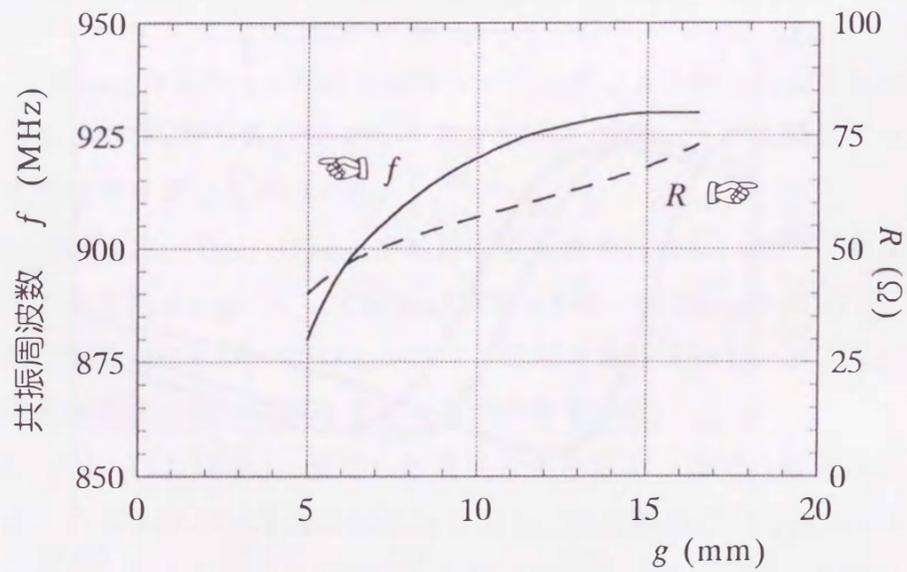


図 6.7  $g$  に対する共振周波数と抵抗

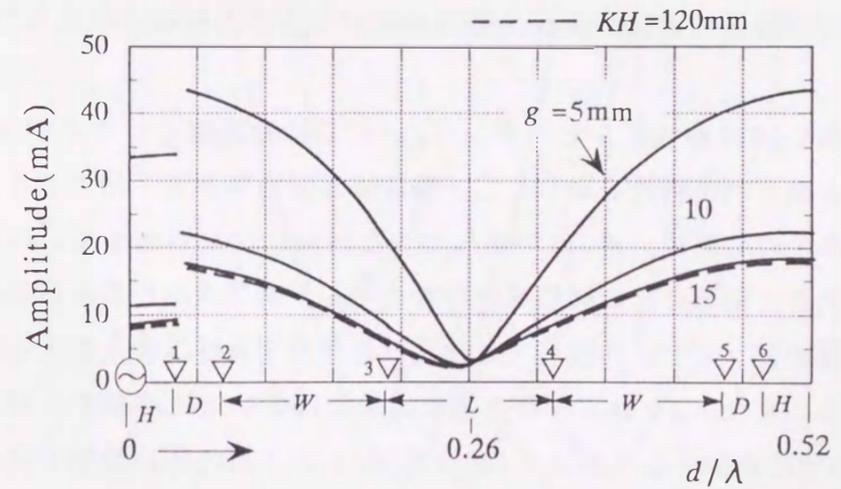
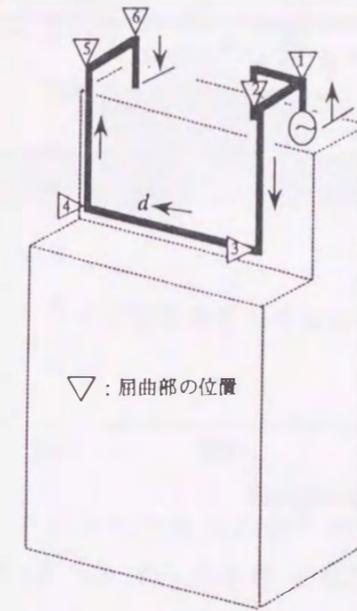


図6.8 電流分布 ( $f = 900\text{MHz}$ )

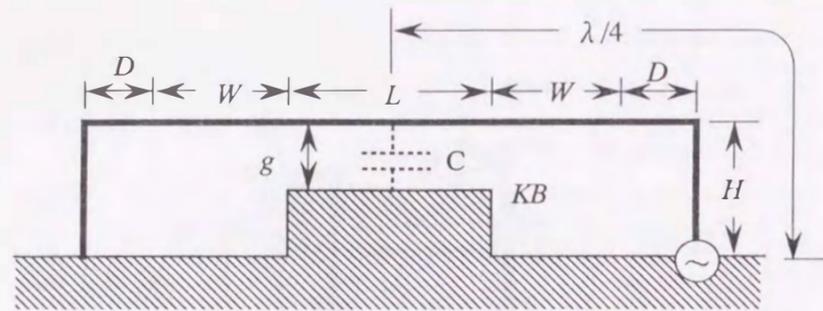


図6.9 内蔵型携帯電話用変形伝送線路型アンテナの容量装荷の原理図

先端( $\lambda/4$ )付近に容量を装荷すると波長が長くなりアンテナが小型化できる原理が本アンテナにも作用していると考えられる<sup>(119), (120)</sup>。すなわち、本アンテナでは放射素子 $L$ の近くの導体の仕切り板 $KB$ が素子 $L$ の部分(給電点から約 $\lambda/4$ の位置)に対して接地面との間に装荷した容量と等価に働き、 $g$ が狭く装荷容量が増加すると長い波長の電流が流れ共振周波数が低下するものと考えられる。(図6.9)

図6.10, 図6.11は特性インピーダンス $Z_0=50\Omega$ の給電線に対するVSWRとX軸方向(正面)の動作利得特性を示し、○, ●印は測定値である。図で示すように利得, VSWR特性の結果は、第5章で述べてきた内蔵化しない携帯電話用変形伝送線路型アンテナの結果とほぼ同じ帯域特性を示し、携帯電話用変形伝送線路型アンテナが内蔵型アンテナに利用しても特性は悪化せず良好な特性が得られることを示している。また、 $g$ を狭くすると動作周波数は低い方に移動するが、 $g$ が5~15mmの範囲では動作中心周波数も880~950MHzの比較的広い範囲で変化することがわかる。更に、そのときの最大利得やVSWR特性は悪化せず、いずれもVSWRが2.0以下の帯域幅は50MHz, 利得は約3.5dBi程度得られることがわかった。このことは、このアンテナの場合、アンテナの寸法を変えずに、仕切り板の位置を調整することによっても動作周波数を目的の周波数に調整できることを示しており、実装した状態でも設計値に近い特性を期待できることを示唆している。

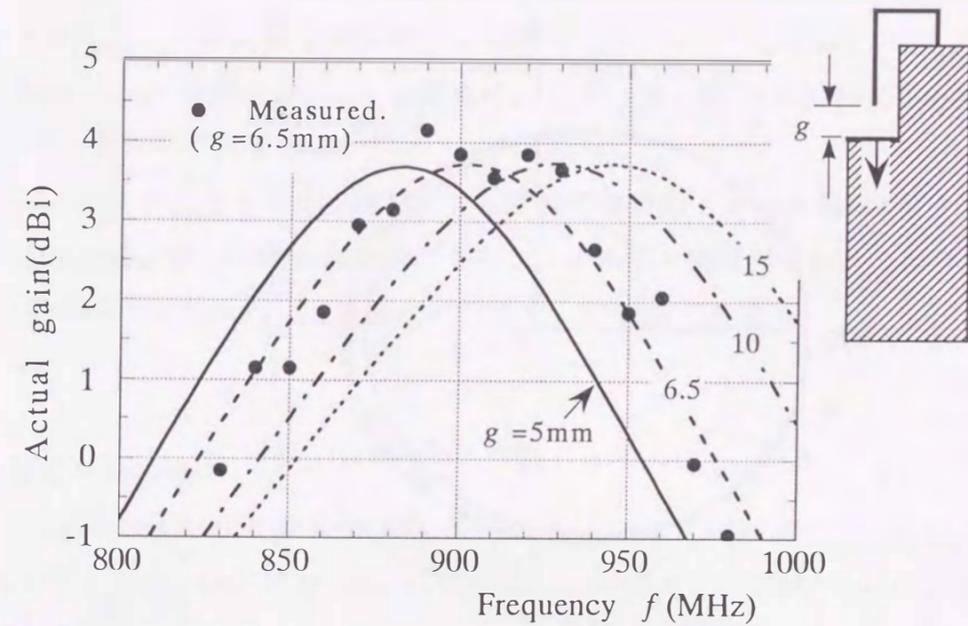


図6.10 動作利得(パラメータ:  $g$ )

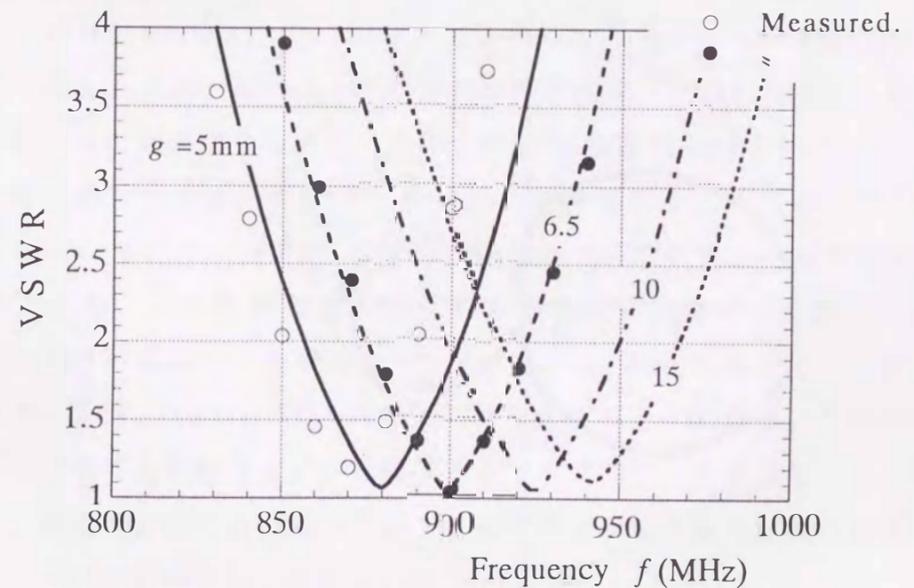
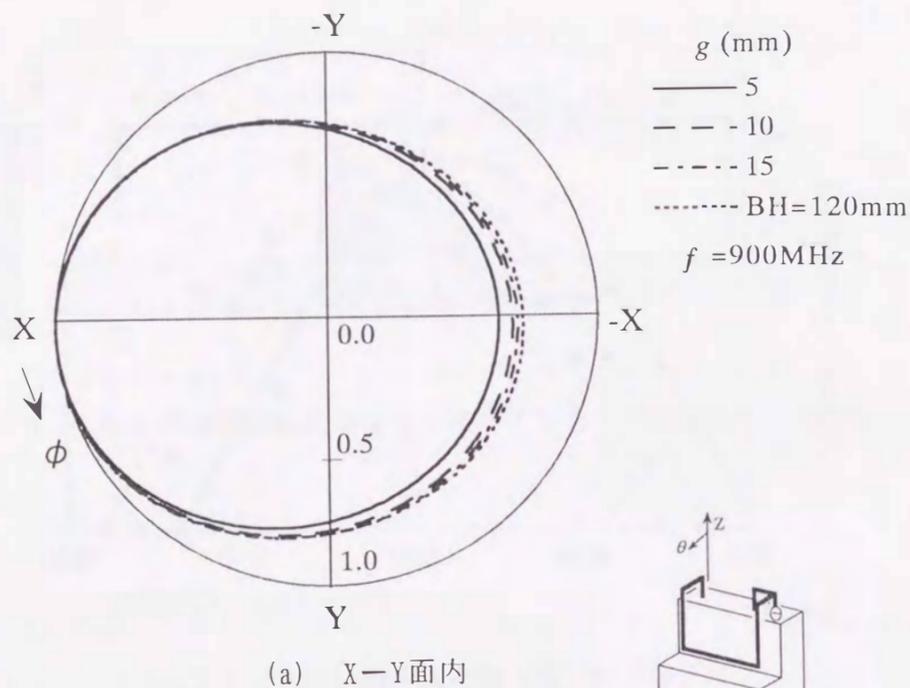
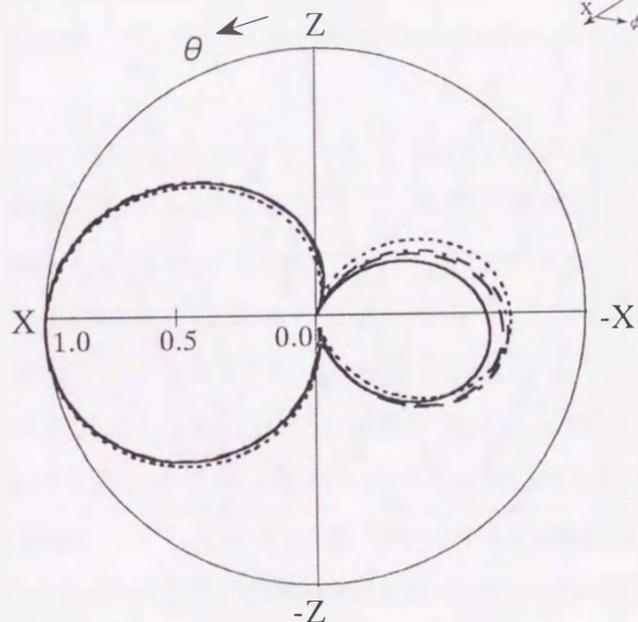


図6.11 VSWR特性(パラメータ:  $g$ )



(a) X-Y面内



(b) Z-X面内

図6.12 指向特性 (パラメータ:  $g$ )

図6.12は、 $f=900\text{MHz}$ における $E_\theta$ 成分の指向特性を示し、図(a)がX-Y面内、図(b)がZ-X面内であり最大値で正規化した特性を示す。ここで実線は $g=5\text{mm}$ 、破線は $g=10\text{mm}$ 、一点鎖線は $g=15\text{mm}$ の場合を示すが、短い破線は $KH=120\text{mm}$ の仕切り板が無いときの特性である。

指向性では、 $g$ が狭くなるとX-Y面内とZ-Y面内では背面方向(-X軸)で若干影響が現われるものの筐体に凹みのない場合のアンテナ特性とほぼ同じ特性であり、内蔵型の携帯電話アンテナとして良好な特性を有していると言える。

#### 6.4.2 仕切り板の幅

図6.13は、筐体の仕切り板の幅 $KT$ が3, 5, 7, 9mmと変化した入力インピーダンス特性を示す。 $g$ は6.5mm ( $BH=40\text{mm}$ )である。この図で $KT=0$ は仕切り板が無いときの特性を示す。

図より幅 $KT$ を狭くすると仕切り板の面積が小さくなり素子 $L$ に装荷される容量が減少するためと考えられ $KT=0$ のインピーダンス特性に近づき、仕切り板による効果がなくなることがわかる。

図6.14は、 $f=900\text{MHz}$ で $KT=0\sim 15\text{mm}$ まで変化した入力インピーダンス特性を示す。一方、図6.15には、VSWRと動作利得特性を示す。これらの図で、横軸の▼印は、筐体凹みの側面からのアンテナ素子 $W$ と $L$ の位置(5mm)を示す。

これらの図より仕切り板の幅 $KT$ は、6mm以上で使用するとインピーダンス特性の抵抗が $50\Omega$ 、リアクタンスが0の一定値になるが、この値より狭くすると特性は急速に悪化し、 $50\Omega$ の同軸給電線に対し整合が取りにくくなる。一方、VSWRおよび動作利得特性でも同様な変化を示し、 $KT$ が6mm以上で一定値となり動作利得が3.8dBi、VSWRが約1.1の値に収束することがわかる。この結果、仕切り板の幅によっても動作周波数が移動するが、本アンテナを内蔵型として使用する場合は、凹みの仕切り板の幅をアンテナの位置より広く取れば特性の変化は少なく安定した結果が得られることがわかる。

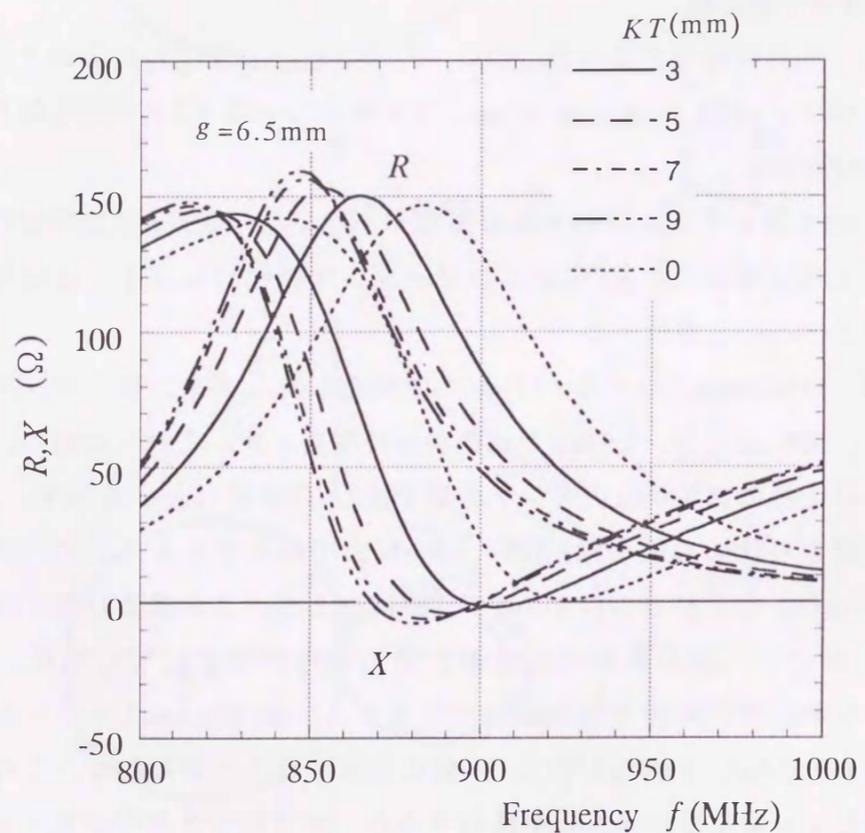
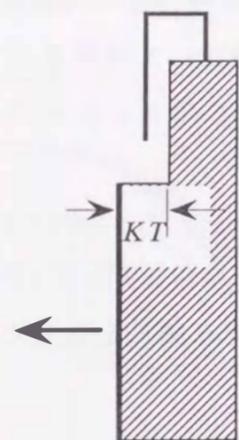


図6.13 入力インピーダンス特性 (パラメータ:  $KT$ )

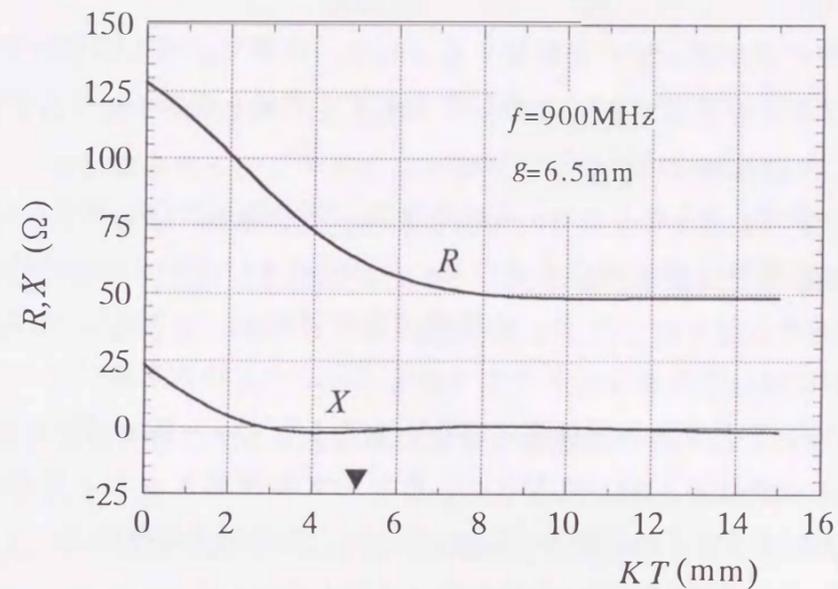


図6.14  $KT$ に対する入力インピーダンス特性

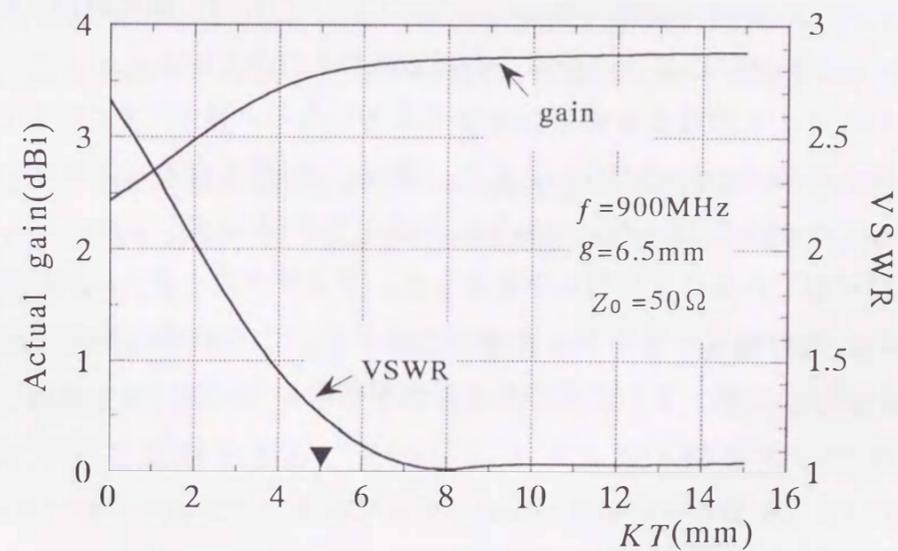


図6.15  $KT$ に対する動作利得, VSWR特性

### 6.5 むすび

内蔵型の携帯電話用アンテナを開発する目的で、前章で述べた携帯電話機用変形伝送線路型アンテナを筐体内に内蔵して利用する構成を提案し、その特性についてワイヤグリッド法を利用して解析した。

具体的には、まず、第5章の変形伝送線路型アンテナを寸法120(高さ)×60(幅)×20(厚さ)mmの筐体上部に収まるように、大きさが40×60×10mmの凹みをつけ内蔵化した。そのアンテナ系を、動作周波数が900MHz( $\lambda=333$ mm)で、同軸給電線 $Z_0=50\Omega$ に対して最適なアンテナ寸法を求め、その特性を調べた。

その結果、アンテナは動作周波数に対し、全長を $0.526\lambda$ ( $H=0.036\lambda$ ,  $D=0.03\lambda$ ,  $W=0.137\lambda$ ,  $L=0.12\lambda$ ,  $M_s=0.03\lambda$ )のアンテナで構成すると、動作利得が3.8dBiで、VSWR2.0以下の帯域が50MHz得られ、変形伝送線路型アンテナが内蔵型の携帯電話アンテナとして十分利用できることを示した。

次に、筐体凹みの仕切り板がアンテナのインピーダンス特性に与える影響について検討したが、本アンテナの場合は、アンテナ素子 $L$ と凹みの仕切り板 $KB$ の間隔 $g$ を5mmから15mmまで変えることで動作周波数を850MHzから930MHzまでの約80MHzの広い範囲で調整可能なことを示した。これは、運用時の人体等の環境の変化による実装アンテナの動作中心周波数のシフトに対し、アンテナを再設計することなく、その補正を容易にできることになる。また、 $g$ に対する動作周波数の移動の原理について明らかにした。更に、 $g$ が狭くなると共振周波数は低域に移動し、仕切板がないアンテナ長より最大で約1割程度アンテナの小型化を図ることが可能であることも明らかになった。アンテナの小型化には仕切り板の幅も影響し、その幅は、筐体凹みの側面からアンテナの設置位置までの距離以上( $KT=6$ mm $\sim$ )のとき、その効果があることが判明した。

## 第7章 結 論

本論文では、単純化されたHallén形の積分方程式による任意形状アンテナの数値解析法、移動体通信用アンテナとして開発した変形伝送線路型アンテナおよびその応用例の自動車・携帯電話用変形伝送線路型アンテナについて論じた。

ここでは、本研究で得られた結果について述べるとともに、今後改善すべき問題点について考察する。内容は、第2章より各章ごとに順を追って説明する。

### (1) 直線状素子からなる任意形状アンテナの数値解析法について

直線状アンテナ系やワイヤグリッド法による散乱体の数値解析法は、一般にPocklington形の積分方程式やHallén形の積分方程式がよく用いられている。

第2章では、複雑な線状アンテナ系の数値解析法について述べている。すなわち、任意形状のアンテナを複数個の直線状素子、散乱体に設置したアンテナ系をワイヤグリッド法で近似して解析することを考え、これら直線素子からなるアンテナ系の電流に関するHallén形の積分方程式を導いた。更に、積分方程式に含まれる二重積分の核を比較的理解しやすい平易な方法により閉じた形で表し、単純化されたHallén形の積分方程式とスカラーポテンシャルに関する積分方程式を導いた。

数値解析では、電流を展開関数と呼ばれるLagrangeの補間多項式で表現し、ポイントマッチング法を適用して、各素子上の代表点の未知電流を求めるための連立一次方程式を導出した。

第2章で示す単純化されたHallén形の積分方程式は、未定定数が1個の素子に対し $a_m$ ,  $b_m$ の2個含まれており、アンテナ構造が複雑になるにつれ、この定数を解くべき補助方程式が増加する。しかし、モーメント法を用いた従来のPocklington形の積分方程式や二重積分を含むHallén形の積分方程式に比べて表現式が簡単となりプログラムのアルゴリズムの簡素化、計算時間の短縮・効率化が図られ、簡単な形状のものから複雑な形状のアンテナまで解析が容易にできるようになる。特に、ワイヤグリッド法を用いた散乱体等の解析に有効であり、今後広い範囲の利用が期待される。

また、この解析法は、以前複雑な線状アンテナ系の解析に利用していたHallen形の数式を基に、これを発展させて積分核を閉じた核の形で表わした方程式であり、解の唯一性が保証されていること、素子上の代表点の数 $N$ が少なくても安定な解が得られる特徴を有している。

現在、単純化されたHallen形の積分方程式を基にした汎用プログラムを作成し、運用しているが、これはアンテナ素子の座標、素子の半径、電圧と電流の境界条件および計算周波数等のパラメータを簡単な方法で入力することで与えられたアンテナの電流値が即座に求まり、複雑な線状アンテナに対しても比較的少ないパラメータを入力することで解くことができる。しかし、本研究で解析した携帯電話用変形伝送線路型アンテナや波長に対して大きな散乱体等をワイヤグリッド法で解くには、この汎用プログラムでも膨大な各素子パラメータの情報を入力しなければならず極めて煩雑であり、一般的ではない。このようなアンテナ問題を容易に解析するためには、より利用しやすい形にプログラムを改良する必要があると考えられる。

## (2) 変形伝送線路型アンテナの特性解析について

第3章では、移動体通信用アンテナの開発を目的として、従来の逆L形等の伝送線路アンテナのインピーダンス特性や利得特性を改善するため、アンテナ長を半波長で構成し、その終端を短絡させ、更に伝送線路の水平素子部を”コ”の字に変形し、小型化した変形伝送線路型アンテナを提案した。その特性を第2章で導いた単純化されたHallen形の積分方程式により解析した。

その結果、基本構造の変形伝送線路型アンテナは、次のような特徴を有することを確かめた。

1. 低姿勢アンテナであり、形状が簡単であるため利用目的に応じて変形や小型化が容易にでき、移動体通信の基本アンテナとして利用することができる。
2. 2個の放射素子により利得が増加し、その素子間隔を変えることで利得を制御(増減)が可能である。
3. アンテナの水平素子の高さを変えることでインピーダンスの制御が可能である。これは整合回路を含んだアンテナであり、給電線との整合が容易と

なる。

4. 共振周波数は、形状によって設計周波数より1.1~1.2割程度高い周波数で生じる。
5. 放射の大半は垂直偏波成分を水平面内に放射するが、形状によっては一部を垂直方向へ放射する。

次に、低姿勢変形伝送線路型アンテナは、基本の変形伝送線路型アンテナの水平素子部を”ロ”(方形)の字形に改良することで、アンテナの小型化(低姿勢化)や垂直方向への電波の放射をなくし、特性の改善を図ることができた。インピーダンス、利得特性ともに上記の変形伝送線路型アンテナとほぼ同じ特性を示すが、動作周波数はアンテナの設計周波数付近で生じるためアンテナ設計が容易になる。

一方、低姿勢双変形伝送線路型アンテナは、構造的には先の2つの変形伝送線路型アンテナより形状の面で大きくなるが、垂直素子を増やすことで利得は最大で約5dBi程度得られる高利得のアンテナを実現できた。インピーダンスの抵抗値は、ここで示す三種類のアンテナの中で最も高く、更に共振周波数は、設計周波数より低い周波数に移動するため、アンテナのより一層の低姿勢化が実現できる。

この章で得られた成果は、いずれのアンテナも入力インピーダンスと利得をアンテナの形状を変えることで制御できる特徴を持っており、アンテナの多様化に適しており、種々の移動体通信用アンテナとして利用することができるが、本アンテナのイメージアンテナの部分を実アンテナで構成した一波長変形伝送線路型ループアンテナはVHFやUHF帯の通信用アンテナあるいはTV受信用のアンテナとしても十分利用することが可能であると考えられる<sup>(95)・(97)</sup>。

## (3) 自動車搭載用携帯電話アンテナの特性解析について

第4章では、第3章の変形伝送線路型アンテナの実際の応用例として自動車に搭載するための自動車電話用変形伝送線路型ジグザグアンテナ、2周波共用の変形伝送線路型アンテナを提案し、解析した。

日本では、800MHz帯のアナログ携帯電話の周波数帯は2周波に分かれており、870~885MHzが受信用、925~940MHzが送信用である。

変形伝送線路型ジグザグアンテナは、動作周波数を単一周波数900MHzに選び、アンテナ長が $0.61\lambda$ 、垂直素子の間隔が $0.14\lambda$ および水平素子の高さが $0.057\lambda$

の形状で設計すれば水平面内指向性が無指向性で、動作利得が半波長ダイポールアンテナ程度を有する小型で極めて低姿勢な自動車電話用アンテナを実現できた。また、 $50\Omega$ の同軸給電線に対して低VSWR特性が得られ、VSWR2以下の帯域は携帯電話の送信または受信周波数帯(15MHz)のほぼ3倍に当る50MHzの帯域幅が得られた。これは、アンテナの取付け位置や周囲の環境などで動作周波数のシフトにも対応できる帯域幅を有するものと考えられる。

一方、2周波共用のアンテナでは、動作周波数をそれぞれ受信周波数帯の中心 $f_1=880\text{MHz}$ と送信周波数帯の中心 $f_2=930\text{MHz}$ の2周波を選び、アンテナ長がそれぞれの動作周波数に対し $C_1=0.52\lambda_1$ 、 $C_2=0.43\lambda_2$ の形状からなる2個の低姿勢変形伝送線路型アンテナを一箇所から並列給電を行い解析した。その結果、入力インピーダンス、動作利得共に広帯域な特性が得られた。特に、VSWR2以下の比帯域が16%あり、携帯電話の送信周波数から受信周波数までの2周波の帯域8%を十分カバーできる領域を確保できた。本アンテナは相互結合が小さく、二重構造化が可能であり、この場合、アンテナの占める容積は約 $0.18\times 0.18\times 0.09\lambda$ となる。これは、小型アンテナの目安である $\lambda/2\pi$ を半径とする体積の中に収まる小型アンテナが実現でき<sup>(20)</sup>、車外設置型のアンテナとしての活用が期待される。ちなみに、実容積は、 $6\times 6\times 3\text{cm}$ (108cc)となる。しかし、これらのアンテナはモーメント法による数値計算により自動車電話アンテナとしての最適なアンテナ形状を得ることができたが、設計資料としては十分ではなく、今後、補充が必要であり、アンテナの的確な設計基準を確立して行く必要がある。

実際の実用化にあたっては、アンテナを自動車に搭載した場合の取付け位置に対するアンテナ特性への影響や具体的な設置方法といった検討も必要である。

#### (4) 携帯電話用変形伝送線路型アンテナの特性解析について

第5、6章では、本研究で提案した変形伝送線路型アンテナを携帯電話機に搭載した携帯電話用のアンテナを開発し、ワイヤグリッド法を用いて解析した。

携帯電話機に搭載した変形伝送線路型アンテナのインピーダンスは、その抵抗値が低いいため、 $50\Omega$ の同軸給電線との整合を容易にするため $\Gamma$ マッチングによる方法を採用した。

数値解析では、動作周波数を900MHzに設定し、具体的な電話機筐体寸法とし

て、現在市販されている60(幅) $\times$ 10(厚さ) $\times$ 130(高さ)mmの形状を例に取り解析した。その結果、動作周波数に対し、アンテナ長 $0.56\lambda$ ( $H=15$ 、 $D=10$ 、 $W=48$ 、 $L=40$ 、 $M_s=10\text{mm}$ )で設計すれば、動作周波数で共振点を有し、その抵抗値が $50\Omega$ 、動作利得が3.5dBi得られ、更に、VSWR2以下の帯域幅が50MHzとなる。特に、動作利得については、携帯電話用アンテナとしてはこれまでにない高い利得をもつアンテナを開発できた。

これらの解析結果は、筐体のワイヤグリッドの間隔を適切に選んでやれば測定値とよく一致しており、解析法の有効性を確かめた。

更に、筐体の長さが80~180mmまで変化した場合の特性を調べ、長さが100~160mmの範囲では、アンテナ特性に与える影響は少なく設計も容易である。しかし、筐体が180mm程度の長さになると筐体に設置したモノポールアンテナで見られたように筐体方向に指向性の最大値が引っぱられ、利得低下の原因となっており、何らかの工夫を必要とする。

本アンテナは、電波が人体と反対の方向(正面)に強く放射しており、運用時での人体に与える影響が少ないことやアンテナが従来のホイップアンテナのようにケースから高く飛び出した構造でないので携帯性や取扱の利便性もあり、機能的にも優れたアンテナであると言える。

次に、携帯電話用変形伝送線路型アンテナを折畳み式や内蔵化のために筐体に凹みをつけた携帯電話機への応用について解析した。

折畳み式の筐体に取付けた変形伝送線路型アンテナは、筐体の開き角が小さく、筐体を折曲げて使用すると正面方向の利得が低下するが、運用時で開き角が $150^\circ$ 以上で利用すると利得の変化が小さく3dBi以上の動作利得が得られる。また、インピーダンス特性は、筐体の開き角に対して特性に影響を与えないことも判明した。

一方、内蔵型携帯電話用変形伝送線路型アンテナでは、解析例として筐体寸法が $60\times 20\times 120\text{mm}$ の頂部に、大きさが $40\times 60\times 10\text{mm}$ の凹みをつけ、アンテナを凹みに収まるように設置すると、アンテナの形状は、動作周波数に対して $0.526\lambda$ のアンテナ長で構成すれば、動作利得が3.8dBi、VSWR2.0以下の周波数帯域が50MHz得られる。これはアンテナを内蔵化しない変形伝送線路型アンテナとほぼ同等の特性を得ており、変形伝送線路型アンテナが内蔵型の携帯アンテナとし

て十分利用できることを確認した。

本アンテナは、筐体の凹みの大きさ(仕切板の位置)がアンテナの動作周波数に大きく依存し、アンテナの小型化に寄与しており、特徴の1つである。解析では、アンテナと仕切板の間隔を $0.015 \sim 0.045\lambda$ の範囲で変えると動作周波数を約8%の広い範囲で調整可能であることを示した。このことは筐体の大きさの変更や運用時の環境の変化による実装アンテナの動作周波数の変化に対し、アンテナを再設計することなく目的の周波数への調整を簡単にし、筐体を含めたアンテナ系の設計を容易とする点で有利であるものと思われる。また、その間隔が $0.045\lambda$ 以上では特性に影響を与えないが、仕切板をアンテナに接近させることで動作周波数を低い周波数に移動させ、アンテナの小型化が可能である。更に、小型化には最適な仕切板の幅があることも明らかにした。

アンテナの高さも低く、素子全体を薄い誘電体カバーで覆い、筐体と一体化するするのは容易であり、携帯性に優れたアンテナが実現できると思われる。

以上のように変形伝送線路型アンテナは移動体通信用アンテナとしての利用が高い。しかし、携帯電話アンテナでは整合素子を付加することで給電線との整合を図っておりそのため帯域がやや狭く、あまり効果的ではない。整合素子を用いない広帯域化の方法やアンテナ保護のために誘電体カバーを装着した場合、また人体の影響を考慮したアンテナ系の総合特性等の解析は、今後の研究課題である。

本研究では、主に携帯電話の周波数帯800MHzでの変形伝送線路型アンテナの開発を行ってきたが、現在では1.5GHzや1.9GHz帯の高い周波数に移行しており、本アンテナの特徴や解析結果から見てもこのような周波数帯での応用が十分期待できると思われる。

## 謝 辞

変形伝送線路型アンテナを提案し、本研究の機会を与え、その開始から完成まで詳細にわたり終始御指導いただいた福岡大学工学部電子工学科 築地武彦教授に深謝致します。

本論文をまとめるにあたり、終始懇切な御指導と御教示を賜った九州大学大学院システム情報科学研究科情報工学専攻 安元清俊教授に慎んで感謝の意を表します。

また、九州大学大学院システム情報科学研究科情報工学専攻 立居場光生教授、および同知能システム学専攻 赤岩芳彦教授には御多忙中にもかかわらず、有益な御討論、御助言をいただいたことを深く感謝致します。

福岡大学工学部電子工学科 藤茂文教授、山崎正明助手には本研究の各段階において種々の御討論、御助言をいただき、また、大久保正興助手には、実験、討論の面で協力をいただきました。ここに、厚く御礼申し上げます。なお、数値計算には福岡大学の電算センターを利用しており関係各位に感謝します。

## 参 考 文 献

- (1) 田中良一：“公衆移動通信の現状と動向”，信学誌，Vol.68，No.11，pp.1168-1176(1985-11)。
- (2) 佐々木秋穂，門馬宏二：“コードレス電話方式の技術動向”，信学誌，Vol.73，No.8，pp.857-860(1990-08)。
- (3) 飯田徳雄：“PHSの標準化動向と実用化実験の結果について”，信学誌，Vol.78，No.2，pp.167-172(1995-02)。
- (4) 移動通信研究会：“移動通信システムガイド'96”，リクエイト・クルーズ。
- (5) 藤本京平：“入門電波応用”，共立出版，P.110(1993-02)。
- (6) 中島昭久：“パーソナル移動通信のためのインテリジェントネットワーク”，信学誌，Vol.78，No.2，pp.143-149(1995-02)。
- (7) 徳丸 仁：“電気的小形アンテナ”，信学論 (B)，J71-B，No.11，pp.1206-1212(1988-11)。
- (8) 進士昌明：“小形・薄形アンテナと無線通信システム”，信学論 (B)，J71-B，No.11，pp.1198-1205(1988-11)。
- (9) 西川訓利：“自動車とアンテナ技術”，信学技報，A・P93-143，pp.87-94(1994-02)。
- (10) R. King, C.W. Harrison, D.H. Denton：“Transmission-Line Missile Antennas”，IRE, Trans. AP-8, 1, pp.88-90(Jan.1960)。
- (11) 永井 淳，佐藤太一：“伝送線形逆Lアンテナの解析”，東北大電通談話会記録，Vol.36，No.3，pp.289-294(Sep.1967)。
- (12) 永井 淳，佐藤太一：“ロケット搭載テレメータ送信用アンテナの解析”，東北大電通研，Technical Report，No.6(May 1967)。
- (13) 田畑浄治，桜井善雄，三浦雅男，松崎良継，塚本憲男：“ロケット搭載用伝送線路型アンテナの解析”，航空宇宙技術研究報告，TR-186号，pp.1-26(1969-12)。
- (14) R. King, C.W. Harrison：“Antennas and Wave”，M.I.T. Press，Chapter 6，pp.393-512(1969)。
- (15) 古橋政明，稲垣直樹：“H型伝送線路アンテナ”，信学技報，A・P82-126，pp.1-4(1982)。
- (16) 稲垣直樹，菊間信良，磯部賢二：“逆F型アンテナの小形化について”，信学技報，A・P89-27，pp.47-52(1989)。

- (17) 西村貞彦，羽石 操：“プリントアンテナ”，信学誌，69，No.3，pp.218-225(昭61-03)。
- (18) 中条 渉，小西善彦，大滝幸夫，藤瀬雅行：“移動体衛星通信用コンフォーマルアレーアンテナの設計と特性”，信学論 (B-II)，J75-B-II，No.8，pp.547-555(1992-08)。
- (19) 後藤尚久：“図説・アンテナ” p.213，電子情報通信学会 (平7-03)。
- (20) 藤本京平：“小形アンテナ”，信学誌，60，No.4，pp.391-397(昭52-04)。
- (21) 春木宏志，小林 敦：“携帯無線機用逆F形アンテナ”，昭57信学全大，613。
- (22) 常川光一：“板状逆F形アンテナの帯域特性”，昭63信学全大，B-65。
- (23) 佐藤和夫，松本一弘，藤本京平，平沢一紘：“直方導体に取り付けられた平板逆Fアンテナの特性”，信学論 (B)，J71-B，No.11，pp.1237-1243(1988-11)。
- (24) 多賀登喜雄：“板状逆Fアンテナの特性と設計法”，信学論 (B)，J71-B，No.11，pp.1399(1988-11)。
- (25) 多賀登喜雄，角田紀久夫：“空間回路網法による板状逆Fアンテナの解析”，信学論 (B-II)，J74-B-II，No.10，pp.538-545(1991-10)。
- (26) 常川光一，鹿子嶋憲一，安藤篤也：“小型無線機アンテナの多重波中利得と筐体長の関係”，信学論 (B-II)，J75-B-II，No.10，pp.705-707(1992-10)。
- (27) 山口 良，澤谷 邦男，藤野 義之，陳 驪，安達 三郎：“携帯電話機モノポールアンテナの入力インピーダンスに及ぼす筐体寸法の影響”，信学'93春大，B-99。
- (28) 佐藤真一，蛭子井貴，砂原米彦，武田文男：“キャパシタンス装荷板状逆F形アンテナの入力インピーダンス特性”，昭60信学全大，S5-2。
- (29) 横山幸男，後藤尚久：“2共振形広帯域アンテナ”，昭60信学全大，S5-5。
- (30) 石曾根孝之，関根秀一，石川斉，西田茂穂：“整合板を付けた逆Fアンテナの入力インピーダンス特性”，昭61信学全大，675。
- (31) 久保山晴弘，平沢一紘，藤本京平：“コの字形スロットアンテナの解析”，信学技報，A・P82-99，pp.39-42(1982)。
- (32) 常川光一：“Z形スロットアンテナ”，昭62信学総全大，670。
- (33) 岡野好伸，伊藤公一，高田潤一：“NEC2による腕時計型携帯無線機用小形スロットアンテナの理論的検討”，1994信学春全大，B-122。

- (34) 竹澤幸男, 藤本京平, 山田寛喜, 山口芳雄: “補対構造を用いた小形アンテナ系の特性”, 信学技報, A・P95-89, pp.33-38(1995-12).
- (35) 須田勝巳, 沢谷邦男, 猪狩和久, 安達三郎: “携帯電話機内蔵S形アンテナ”, 信学論 (B), J71-B, No. 11, pp.1365-1367(1988-11).
- (36) 技術情報協会: “移動通信デバイス・端末の開発”, 第6章, (1991-06).
- (37) 森岡健浩, 平沢一紘: “直方導体に取り付けた1/4波長マイクロストリップアンテナの解析”, 1995信学ソサイエティ大, B-46.
- (38) H.E. King, J.L. Wong: “Effects of a Human Body on a Dipole Antenna at 450 and 900MHz”, IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-25, No.3, pp.376-379(May.1977).
- (39) T. Taga, K. Tsunekawa: “Performance Analysis of a Built-in Planar Inverted F Antenna for 800MHz Band Portable Radio Units”, IEEE Tr., SAC-5, No.5, pp.921-929(June 1987).
- (40) J. Toftgard, S.N. Hornsleth, J.B. Andersen: “Effects on Portable Antennas of the Presence of a Person”, IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-41, No.6, pp.739-746(June.1993).
- (41) 海老沼徳成, 上崎省吾, 森永隆宏: “人对近傍におかれたアンテナの特性”, 信学論 (B), J62-B, No. 11, pp.1066-1067(1979-11).
- (42) 斎藤広隆, 大宮 学, 伊藤精彦: “人体の携帯電話機指向特性への影響に関する実験的考察およびNEC2による特性推定”, 信学技報, A・P93-28, pp.33-40(1993-05).
- (43) 広瀬雅信, 三宅正泰: “携帯端末アンテナにおける人体頭部の影響”, 信学技報, A・P94-12, pp.21-27(1994-05).
- (44) 藤原 修: “電波の人体影響とSAR計算”, 信学技報, A・P94-127, pp.65-70(1995-02).
- (45) 佐々木秋穂, 卜部周二, 西本貞之, 多賀登喜雄: “自動車電話用携帯無線機の基本設計法”, 信学論 (B), J69-B, No.12, pp.1787-1794 (昭61-12).
- (46) 小坂和弘, 島田紀彦: “自動車電話用コ-リニアアンテナ”, 1989信学春全大, B-75.
- (47) K. Fujimoto, J.R. James: “Mobile Antenna Systems Handbook”, Artech House, Chapter 3, pp.152-171(1994).
- (48) 電子通信学会編: “アンテナ工学ハンドブック”, 虫明康人監修, オーム社, p.316(昭55-10).

- (49) 西川訓利: “自動車に取付けられたモノポールアンテナのワイヤグリッド法による特性解析”, 信学論 (B), J66-B, No.7, pp.845-852 (昭58-07).
- (50) 運輸省自動車局監修: “道路運送車両の保安基準詳解”. 交文社 (昭56).
- (51) 高橋龍美, 恵比根佳雄: “容量板付き無給電素子を用いた2周波共用アンテナ”, 1990信学春全大, B-106.
- (52) 恵比根佳雄, 山田吉英: “車載用ダイバーシチアンテナ”, 信学技報, CS85-120, pp.107-113(1985).
- (53) 常川光一: “小形無線機アンテナのダイバーシチ構成法と特性”, 信学技報, A・P89-11, pp.23-28(1989).
- (54) A.L. Davidson: “Mobile Antenna Gain at 900MHz”, IEEE Trans. Veh. Technol., Vol.vt-24, No.4, pp.54-58(Nov.1975).
- (55) R.L. Jesch: “Measured Vehicular Antenna Performance”, IEEE Trans. Veh. Technol., Vol.vt-34, No.2, pp.97-107(May.1985).
- (56) 西川訓利, 浅野孔一: “車載アンテナのUHF帯における特性解析”, 信学論 (B), J69-B, No.4, pp.388-396(昭61-04).
- (57) R.D. Wanselow, D.W. Milligan: “A Compact, Low Profile, Transmission Line Antenna Tunable over Greater than Octave Bandwidth”, IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-14, No.6, pp.701-707, (Nov.1966).
- (58) 関根秀一, 宇野 亨, 沢谷邦男, 安達三郎: “円板装荷折返しモノポールアンテナの理論解析”, 信学論 (B), J71-B, No.11, pp.1244-1247 (1988-11).
- (59) 関根秀一, 石曾根孝之, 安達三郎: “整合板付き円板装荷折返しモノポールアンテナ”, 信学論 (B), J71-B, No.11, pp.1248-1251(1988-11).
- (60) 遠藤一雄, 新井宏之, 土岐政弘: “整合ピン付き容量装荷型モノポールアンテナのDK法による解析”, 信学論 (B-II), J74-B-II, No.11, pp.594-598(1991-11).
- (61) 金田久美子, 近藤知彦, 安藤 真, 後藤尚久: “軸対称モード円環パッチアンテナとその給電法”, 信学技報, A・P87-53, pp.21-24(1987).
- (62) 近藤知彦, 金田久美子, 桜井仁夫, 安藤 真, 後藤尚久: “自動車電話用埋込み型平面アンテナ”, 信学技報, A・P87-98, pp.39-44(1987).
- (63) 久我宣裕, 新井広之: “短絡ピンにより小型化された円形パッチアンテナ”, 信学論 (B-II), J78-B-II, No.10, pp.631-637 (1995-10).

- (64) 恵比根佳雄, 鹿子嶋憲一: “近接無給電素子を有する多周波共用ダイポールアンテナ”, 信学論 (B), J71-B, No.11, pp.1252-1258(1988-11)
- (65) 江頭 茂, 田中高行, 崎谷昭秀, 江頭良水: “二重スリーブ構造を用いたAM/FM・自動車電話共用アンテナの開発”, テレビジョン学会誌, Vol.46, No.12, pp1643-1649(1992-12).
- (66) J.C.Maxwell: “A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field”, Proc.Royal Soc., 13, p.531(1864).
- (67) H.C. Pocklington: “Electrical Oscillations on Wires”, Camb. Phil. Soc. Proc., 9, 25, pp.324-332(Oct.1897).
- (68) E. Hallen: “Theoretical Investigation into the Trasmitting and Receiving Qualities of Antenna”, Nova Acta Regiac Soc. Sci. Upsaliensis, Ser. IV, 11, 4, pp.1-44(1938).
- (69) K.K. Mei: “On the Integral Equation of Thin Wire Antennas”, IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-13, 5, pp.374-378(May.1965).
- (70) T.L. Simpson: “The Thoery of Top-Loaded Antennas: Integral Equation for the Currents”, IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-19, No.2, pp.186-190(March 1971).
- (71) C.M. Butler: “Current Induced on a Pair of Skew Crossed Wires”, IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-20, No.6, pp.731-736 (Nov.1972).
- (72) R.F. Harrington: “Field Computation by Moment Methods”, Macmillan New York(1968).
- (73) P. Silvester, K.K. Chan: “Bobnov-Gslerkin Solution to Wire Antenna Problems”, Proc.IEE, 119, 8, p.1095(1972).
- (74) 築地武彦: “中央線給電ループアンテナに関する研究”, 福岡大学工学集報, 第25号, pp.1-96(昭50-11).
- (75) 築地武彦: “中央線給電ループアンテナ”, 信学論 (B), J56-B, No. 6, pp.266-267(昭48-06).
- (76) 藤 茂文, 築地武彦: “三角形ループアンテナ”, 信学論 (B), J61-B, No.7, pp.578-584(昭53-07).
- (77) 築地武彦: “方形ループ状素子を有するダイポールアンテナ”, 信学論 (B), J63-B, No. 6, pp.653-655(昭55-06).
- (78) 小南昌信, 山村正造, 六島 克: “3次元線状導体系における単純化された積分方程式とトップロードアンテナへの応用”, 信学論 (B), J60-B, No.3, pp.205-211(昭52-03).

- (79) 江頭 茂, 田口光男: “直線状導体系アンテナのHallen形積分方程式について”, 信学論 (B), J61-B, No.3, pp.204-205(昭53-03).
- (80) 中村 隆, 小林英雄, 福沢恵司, 佐藤利三郎: “回転体アンテナに対するハレン形積分方程式について”, 信学論 (B), J60-B, No.6, pp.442-443(昭52-06).
- (81) 田口光男, 江頭 茂, 江頭良一: “地線付モノポールアンテナの解析”, 信学論 (B), J66-B, No.11, pp.1402-1409(昭58-11).
- (82) 築地武彦, 藤 茂文: “直線状アンテナ系に関する単純化されたHallen形積分方程式の導出法及び数値例について”, 信学技報, A・P78-15, pp.1-4(1978).
- (83) 築地武彦, 藤 茂文, 公文保則: “モーメント法を用いた任意形の線状アンテナ解析プログラムのアルゴリズム”, 信学技報, A・P87-45, pp.77-84(1987-06).
- (84) 築地武彦, 公文保則, 藤 茂文, 大久保正興: “三角形双ループアンテナとその反射板付アンテナ”, 信学論 (B), J67-B, 11, pp.1270-1277(昭59-11).
- (85) 公文保則, 築地武彦: “直交三角形双ループ円偏波アンテナの解析”, 信学論 (B-II), J63-B-II, No.4, pp.190-196 (1990-04).
- (86) J.H.Richmond: “A Wire-Grid Model for Scattering by Conducting Bodies”, IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-14, No.6, pp.782-786(Nov.1966).
- (87) Y.T.Lin, J.H.Richmond: “EM Modeling of Aircraft at Low Frequencies”, IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-23, No.1, pp.53-56 (Jan.1975).
- (88) K.Takeuchi, M.Yasunaga, T.Shiokawa: “Radiation Characteristics of Short Backfire Antenna Applicable to Mobile Communications”, IECE Trans.Commun., E74-B, No.10, pp.3253-3260 (Oct.1991).
- (89) 平沢一紘, 藤本京平: “直方導体上、又は、その近傍にある線状アンテナ特性解析のためのワイヤグリッド法について”, 信学論 (B), J65-B, No.4, pp.382-389(1982-04)
- (90) 平沢一紘, 藤本京平: “直方導体に取り付けられた線状アンテナの特性”, 信学論 (B), J65-B, No.9, pp.1133-1139(1982-09).
- (91) E.H.Newman, D.M.Pozar: “Electromagnetic Modeling of Composite Wire and Surface Geometries”, IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-26, No.6, pp.784-789(Nov.1978).

- (92) 吉田則信：“電磁波問題の基礎解析法”，第5章 空間回路網法，信学会編(1991).
- (93) M.A.Jensen, Y.Rahmat-Samii “Performance Analysis of Antennas for Hand-Held Transceivers Using FDTD”，IEEE Trans. Antennas & Propagation, AP-42, No.8, pp.1106-1113(Aug.1994).
- (94) 斎藤広隆, 大宮 学, 伊藤精彦：“携帯電話機放射指向性のNEC2による推定および評価”，信学論 (B-II), J78-B-II, No.7, pp.503-510 (1995-07).
- (95) 公文保則, 築地武彦：“伝送線路型変形ループアンテナとその応用アンテナ”，福大工集報, 第48号, pp.71-81(平4-03).
- (96) 築地武彦, 公文保則, 大久保正興：“伝送線路型変形ループアンテナについて”，信学技報, A.P90-98, pp.1-6(1991-01).
- (97) 築地武彦, 公文保則：“伝送線路型変形ループによるTV受信アンテナ”，テレビ学技報, ITEJ, Vol.15, No.9, pp.13-18(1991-02).
- (98) T.Tsukiji, Y. Kumon：“On a Modified Transmission Line Type Antenna”，Antennas and Propagation on ICAP91, part 1, Conference Publication 333, pp.38-41(Apr.1991).
- (99) 公文保則, 築地武彦：“移動体通信用変形伝送線路型アンテナについて”，信学技報, A.P91-82, pp.51-57(1991-9).
- (100) T.Tsukiji, Y. Kumon：“Modified Transmission Line Type Antennas for Mobile Communication”，IECE Trans. Commun., E75-B, No.8, pp.775-780(Aug.1992).
- (101) 公文保則, 築地武彦：“変形伝送線路型アンテナによる移動体通信用アンテナ”，福大工集報, 第48号, pp.83-92(平4-03).
- (102) 公文保則, 築地武彦：“ワイヤグリッド法による携帯電話用変形伝送線路型アンテナの解析”，信学技報, A.P93-114, pp.15-22(1994-01).
- (103) 公文保則, 築地武彦：“携帯電話用変形伝送線路型アンテナの解析”，信学論 (B-II), J77-B-II, No.9, pp.479-486(1994-09).
- (104) 公文保則, 築地武彦：“変形伝送線路型アンテナを利用した携帯電話用アンテナの諸特性について”，福大工学集報, 第53号, pp.201-212 (平成6年9月).
- (105) 公文保則, 築地武彦：“携帯電話機内蔵のための変形伝送線路型アンテナについて”，平6九州連大, 1038.
- (106) 公文保則, 築地武彦：“携帯電話機内蔵変形伝送線路型アンテナの特性”，H7春季全大, B-46.

- (107) T.Tsukiji, Y. Kumon：“Modified Transmission Line Antenna for Personal Handy Phone”，IEEE Singapore of ICCS, 2, pp.696-699 (Nov.1994).
- (108) 公文保則, 築地武彦：“変形伝送線路型アンテナによる内蔵型携帯電話機アンテナ”，信学論 (B-II), J78-B-II, No.11, pp.725-728 (1995-11).
- (109) J.A. Stratton：“Electromagnetic Theory”，McGraw-Hill, New York, p.424(1941).
- (110) 虫明康人, 内田英成：“超短波空中線”，生産技術センター, p.15 (昭52).
- (111) W.L.Stutzman, G.A.Thiele：“Antenna Theory and Design”，Chapter 7, Wiley, New York(1981).
- (112) K.S.H Lee, Marin and J.P Castillo：“Limitations of Wire-Grid Modeling of a Closed Surface”，IEEE Trans. Electromag Compat., EMC-18, No.3, pp.123-129(Aug.1976).
- (113) 築地武彦, 公文保則, 柳原利治：“インピーダンス測定装置の自動化について”，福大工学集報, 第25号, pp.105-118(昭和55年9月).
- (114) 築地武彦：“電波暗室の特性試験報告”，福大工学集報, 第33号, pp.201-213(昭和59年11月).
- (115) 電子通信学会編：“アンテナ工学ハンドブック”，虫明康人監修，オーム社, p.62(昭55-10).
- (116) 虫明康人, 安達三郎：“基礎電波工学”，共立出版社, p.83(昭48-03).
- (117) T.Tsukiji, Y. Kumon：“A Modified Transmission Line Antenna for the Portable Telephone with Finite Ground Plane”，PIERS 1997, Vol.2 p.359(Jan.1997).
- (118) 公文保則, 築地武彦：“有限導体板を用いた携帯電話機内蔵変形伝送線路型アンテナについて”，平7九州連大, 905.
- (119) 萩原誠嗣, 常川光一, 山田吉英：“金属板接近によるマイクロストリップアンテナの小型化”，H7春季全大, B-101.
- (120) 電子通信学会編：“アンテナ工学ハンドブック”，虫明康人監修，オーム社, p.57(昭55-10).
- (121) 徳丸 仁：“基礎電磁波”，森北出版社, p.73(平成-04).
- (122) 公文保則, 築地武彦：“近接無給電素子による多周波共用の自動車電話用変形伝送線路型アンテナの特性”，信学論 (B-II), J80-B-II, No.3, pp.296-300(1997-03).

## 付 録 A

## 式 (2.21) の誘導

二階の微分方程式

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + k^2 y = 0 \quad (\text{A-1})$$

の一般解は、次のように与えられる。

$$y = C \cos kx + D \sin kx \quad (\text{A-2})$$

ここに、 $C$ 、 $D$ は未定定数である。

二階の非同次の微分方程式

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + k^2 y = f(x) \quad (\text{A-3})$$

の特解を次のように仮定する。

$$y = A(x) \cos kx + B(x) \sin kx \quad (\text{A-4})$$

ここに、 $A(x)$ 、 $B(x)$ は未知関数である。

式 (A-4) を微分すると次のようになる。

$$\frac{dy}{dx} = \frac{dA}{dx} \cos kx - Ak \sin kx + \frac{dB}{dx} \sin kx + Bk \cos kx \quad (\text{A-5})$$

そこで、上式のうち

$$\frac{dA}{dx} \cos kx + \frac{dB}{dx} \sin kx = 0 \quad (\text{A-6})$$

を満たすような関数  $A$ 、 $B$  を選ぶとすれば、式 (A-5) は、

$$\frac{dy}{dx} = Bk \cos kx - Ak \sin kx \quad (\text{A-7})$$

となる。

さて、式 (A-7) をもう一度微分すると、次式が導かれる。

$$\frac{d^2 y}{dx^2} = k \left( \frac{dB}{dx} \cos kx - Bk \sin kx - \frac{dA}{dx} \sin kx - Ak \cos kx \right) \quad (\text{A-8})$$

その結果、式 (A-4)、(A-8)、(A-6) から次のような式が導かれる。

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + k^2 y = \frac{k}{\cos kx} \frac{dB}{dx} \quad (\text{A-9})$$

そこで、もし、 $A$ 、 $B$  に関して、

$$\frac{dB}{dx} = \frac{\cos kx}{k} f(x) \quad (\text{A-10})$$

を満たし、しかも、式 (A-6) を満たすように  $A$ 、 $B$  を選べば、式 (A-4) は式 (A-3) の特解となる。

ゆえに、式 (A-10) より

$$B = \frac{1}{k} \int_0^x f(v) \cos kv \, dv \quad (\text{A-11})$$

$$A = -\frac{1}{k} \int_0^x f(v) \sin kv \, dv \quad (\text{A-12})$$

導かれ、式 (A-11)、(A-12) を式 (A-4) に代入すると

$$y = \frac{1}{k} \int_0^x f(v) \sin k(x-v) \, dv \quad (\text{A-13})$$

は式 (A-3) の特解となる。

## 付録 B

式(2.42), 式(2.43)の導出

式(2.42)の左辺は

$$\frac{\partial}{\partial x_k'} \left\{ \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \right\} = \frac{\partial}{\partial r_{mk}} \left\{ \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \right\} \frac{\partial r_{mk}}{\partial x_k'} \quad (\text{B-1})$$

と書けるから, 上式の右辺をそれぞれ微分すると

$$\frac{\partial}{\partial r_{mk}} \left\{ \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \right\} = -\frac{1+j\beta r_{mk}}{r_{mk}^2} \exp(-j\beta r_{mk}) \quad (\text{B-2})$$

$$r_{mk} \frac{\partial r_{mk}}{\partial x_k'} = (i_{xk} \cdot i_{xm})(X_{mk} + x_k' i_{xk} \cdot i_{xm} - x_m) \\ + (i_{xk} \cdot i_{ym})(Y_{mk} + x_k' i_{xk} \cdot i_{ym}) + (i_{xk} \cdot i_{zn})(Z_{mk} + x_k' i_{xk} \cdot i_{zn}) \quad (\text{B-3})$$

となる。

式(B-2)および式(B-3)を式(B-1)に代入すると, 式(2.42)が導かれる。

$$\frac{\partial}{\partial x_k'} \left\{ \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \right\} = -\frac{1+j\beta r_{mk}}{r_{mk}^3} \exp(-j\beta r_{mk}) \{ (i_{xk} \cdot i_{xm})(r_{mk} \cdot i_{xm}) \\ + (i_{xk} \cdot i_{ym})(r_{mk} \cdot i_{ym}) + (i_{xk} \cdot i_{zn})(r_{mk} \cdot i_{zn}) \} \quad (2.42)$$

一方, 式(2.43)は

$$\frac{\partial}{\partial x_m} \left\{ \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \right\} = \frac{\partial}{\partial r_{mk}} \left\{ \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \right\} \frac{\partial r_{mk}}{\partial x_m} \quad (\text{B-4})$$

となる。ここで, 上式の  $\partial r_{mk} / \partial x_m$  の微分は次のようになる

$$\frac{\partial r_{mk}}{\partial x_m} = -\frac{1}{r_{mk}} (X_{mk} + x_k' i_{xk} \cdot i_{xm} - x_m) \quad (\text{B-5})$$

式(B-2)と式(B-5)を式(B-4)に代入すると, 式(2.43)が得られる。

$$= \frac{1+j\beta r_{mk}}{r_{mk}^3} (r_{mk} \cdot i_{xm}) \exp(-j\beta r_{mk}) \quad (2.43)$$

## 付録 C

式(2.53)の導出

式(2.53)の左辺の第一項は, 式(2.50)を  $x_k'$  で微分すると

$$\frac{\partial}{\partial x_k'} \int_0^{x_m} \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \cos \beta(x_m - \eta) d\eta = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x_k'} [\exp\{j\beta(x_m - r_{mk}^0 \cdot i_{xm})\} \\ \int_{w_0}^{w_m} \frac{\exp(-j\beta w)}{w} dw] - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x_k'} [\exp\{-j\beta(x_m - r_{mk}^0 \cdot i_{xm})\} \int_{u_0}^{u_m} \frac{\exp(-j\beta u)}{u} du] \\ = \frac{j\beta}{2} (-i_{xk} \cdot i_{xm}) \exp\{j\beta(x_m - r_{mk}^0 \cdot i_{xm})\} \int_{w_0}^{w_m} \frac{\exp(-j\beta w)}{w} dw \\ + \frac{1}{2} \exp\{j\beta(x_m - r_{mk}^0 \cdot i_{xm})\} \frac{\partial}{\partial x_k'} \int_{w_0}^{w_m} \frac{\exp(-j\beta w)}{w} dw \\ = \frac{j\beta}{2} (i_{xk} \cdot i_{xm}) \exp\{j\beta(x_m - r_{mk}^0 \cdot i_{xm})\} \int_{u_0}^{u_m} \frac{\exp(-j\beta u)}{u} du \\ - \frac{1}{2} \exp\{-j\beta(x_m - r_{mk}^0 \cdot i_{xm})\} \frac{\partial}{\partial x_k'} \int_{u_0}^{u_m} \frac{\exp(-j\beta u)}{u} du \quad (\text{C-1})$$

となる。一方, 式(2.53)の左辺の第二項は, 式(2.52)より

$$\beta (i_{xk} \cdot i_{xm}) \int_0^{x_m} \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \sin \beta(x_m - \eta) d\eta = \frac{1}{2j} \beta (i_{xk} \cdot i_{xm}) \exp\{j\beta(x_m - r_{mk}^0 \cdot i_{xm})\} \\ \int_{w_0}^{w_m} \frac{\exp(-j\beta w)}{w} dw + \frac{1}{2j} \beta (i_{xk} \cdot i_{xm}) \exp\{-j\beta(x_m - r_{mk}^0 \cdot i_{xm})\} \int_{u_0}^{u_m} \frac{\exp(-j\beta u)}{u} du \quad (\text{C-2})$$

となり, 式(C-1)および式(C-2)より, 式(2.53)が導かれる。

$$\frac{\partial}{\partial x_k'} \int_0^{x_m} \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \cos \beta(x_m - \eta) d\eta - \beta (i_{xk} \cdot i_{xm}) \int_0^{x_m} \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \sin \beta(x_m - \eta) d\eta \\ = \frac{1}{2} [\exp\{j\beta(x_m - r_{mk}^0 \cdot i_{xm})\} \frac{\partial}{\partial x_k'} \int_{w_0}^{w_m} \frac{\exp(-j\beta w)}{w} dw \\ - \exp\{-j\beta(x_m - r_{mk}^0 \cdot i_{xm})\} \frac{\partial}{\partial x_k'} \int_{u_0}^{u_m} \frac{\exp(-j\beta u)}{u} du] \quad (2.53)$$

## 付録 D

## 式 (2.54) の導出

いま

$$\int \frac{\exp(-j\beta w)}{w} dw = F(w) \quad (D-1)$$

とおくと,  $F(w)$  の微分は

$$F'(w) = \frac{\exp(-j\beta w)}{w} \quad (D-2)$$

と書ける。そこで

$$\int_{w_0}^{w_{xm}} \frac{\exp(-j\beta w)}{w} dw = F(w_{xm}) - F(w_0) \quad (D-3)$$

であるから

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x'_k} \int_{w_0}^{w_{xm}} \frac{\exp(-j\beta w)}{w} dw &= \frac{\partial}{\partial x'_k} [F(w_{xm}) - F(w_0)] \\ &= F'(w_{xm}) \frac{\partial w_{xm}}{\partial x'_k} - F'(w_0) \frac{\partial w_0}{\partial x'_k} \end{aligned} \quad (D-4)$$

上式に式 (D-2) の関係を利用すると

$$\frac{\partial}{\partial x'_k} \int_{w_0}^{w_{xm}} \frac{\exp(-j\beta w)}{w} dw = \frac{\exp(-j\beta w_{xm})}{w_{xm}} \frac{\partial w_{xm}}{\partial x'_k} - \frac{\exp(-j\beta w_0)}{w_0} \frac{\partial w_0}{\partial x'_k} \quad (2.54)$$

となり, 同様にして

$$\frac{\partial}{\partial x'_k} \int_{u_0}^{u_{xm}} \frac{\exp(-j\beta u)}{u} du = \frac{\exp(-j\beta u_{xm})}{u_{xm}} \frac{\partial u_{xm}}{\partial x'_k} - \frac{\exp(-j\beta u_0)}{u_0} \frac{\partial u_0}{\partial x'_k} \quad (2.54)$$

が得られる。

## 付録 E

## 式 (2.57), 式 (2.58) の導出

式 (2.57) の左辺の { } は,

$$\frac{1}{w_{xm}} \frac{\partial w_{xm}}{\partial x'_k} - \frac{1}{u_{xm}} \frac{\partial u_{xm}}{\partial x'_k} = \frac{1}{w_{xm} u_{xm}} \left( u_{xm} \frac{\partial w_{xm}}{\partial x'_k} - w_{xm} \frac{\partial u_{xm}}{\partial x'_k} \right) \quad (E-1)$$

であり, 式 (2.51) の  $w_{xm}$ ,  $u_{xm}$  を  $x'_k$  で微分すると, それぞれ次のようになる。

$$\begin{aligned} r_{mk} \frac{\partial w_{xm}}{\partial x'_k} &= (r_{mk}^0 \cdot i_{xm} - x_m - r_{mk})(i_{xk} \cdot i_{xm}) + (r_{mk}^0 \cdot i_{ym})(i_{xk} \cdot i_{ym}) \\ &\quad + (r_{mk}^0 \cdot i_{zm})(i_{xk} \cdot i_{zm}) \end{aligned} \quad (E-2)$$

$$\begin{aligned} r_{mk} \frac{\partial u_{xm}}{\partial x'_k} &= (r_{mk}^0 \cdot i_{xm} - x_m + r_{mk})(i_{xk} \cdot i_{xm}) + (r_{mk}^0 \cdot i_{ym})(i_{xk} \cdot i_{ym}) \\ &\quad + (r_{mk}^0 \cdot i_{zm})(i_{xk} \cdot i_{zm}) \end{aligned} \quad (E-3)$$

従って,

$$\begin{aligned} u_{xm} \frac{\partial w_{xm}}{\partial x'_k} - w_{xm} \frac{\partial u_{xm}}{\partial x'_k} &= \frac{2}{r_{mk}} (r_{mk}^0 \cdot i_{xm} - x_m) [(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})(i_{xk} \cdot i_{ym}) + (r_{mk}^0 \cdot i_{zm})(i_{xk} \cdot i_{zm})] \\ &\quad - \frac{2}{r_{mk}} (i_{xk} \cdot i_{xm}) [(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})^2 + (r_{mk}^0 \cdot i_{zm})^2] \end{aligned} \quad (E-4)$$

となり, また

$$w_{xm} u_{xm} = r_{mk}^2 - (r_{mk}^0 \cdot i_{xm} - x_m)^2 = (r_{mk}^0 \cdot i_{ym})^2 + (r_{mk}^0 \cdot i_{zm})^2 \quad (E-5)$$

から, 式 (E-4) と (E-5) を式 (E-1) に代入すると, 式 (2.57) の左辺は次のようになる。

$$\begin{aligned} \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{2} \left( \frac{1}{w_{xm}} \frac{\partial w_{xm}}{\partial x'_k} - \frac{1}{u_{xm}} \frac{\partial u_{xm}}{\partial x'_k} \right) &= - (i_{xk} \cdot i_{xm}) \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \\ &\quad + \frac{(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})(i_{xk} \cdot i_{ym}) + (r_{mk}^0 \cdot i_{zm})(i_{xk} \cdot i_{zm})}{(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})^2 + (r_{mk}^0 \cdot i_{zm})^2} \\ &\quad - \frac{(r_{mk}^0 \cdot i_{xm} - x_m) \exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \quad (E-6) \\ &= \{ (r_{mk} \cdot i_{xm}) g(x'_k) - (i_{xk} \cdot i_{xm}) \} \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \quad (2.57) \end{aligned}$$

ここに

$$g(x'_k) = \frac{(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})(i_{xk} \cdot i_{ym}) + (r_{mk}^0 \cdot i_{zn})(i_{xk} \cdot i_{zn})}{(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})^2 + (r_{mk}^0 \cdot i_{zn})^2} \quad (2.59)$$

である。

一方、式(2.58)の左辺の{ }は次のように表わされる。

$$\begin{aligned} \frac{\exp(j\beta x_m)}{w_0} \frac{\partial w_0}{\partial x'_k} - \frac{\exp(-j\beta x_m)}{u_0} \frac{\partial u_0}{\partial x'_k} &= \left( \frac{1}{w_0} \frac{\partial w_0}{\partial x'_k} - \frac{1}{u_0} \frac{\partial u_0}{\partial x'_k} \right) \cos \beta x_m \\ &+ j \left( \frac{1}{w_0} \frac{\partial w_0}{\partial x'_k} + \frac{1}{u_0} \frac{\partial u_0}{\partial x'_k} \right) \sin \beta x_m \end{aligned} \quad (E-7)$$

式(2.51)の $w_0$ ,  $u_0$ を $x'_k$ で微分すると、それぞれ次のようになる。

$$r_{mk}^0 \frac{\partial u_0}{\partial x'_k} = u_0 (i_{xk} \cdot i_{xm}) + \{(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})(i_{xk} \cdot i_{ym}) + (r_{mk}^0 \cdot i_{zn})(i_{xk} \cdot i_{zn})\} \quad (E-8)$$

$$r_{mk}^0 \frac{\partial w_0}{\partial x'_k} = -w_0 (i_{xk} \cdot i_{xm}) + \{(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})(i_{xk} \cdot i_{ym}) + (r_{mk}^0 \cdot i_{zn})(i_{xk} \cdot i_{zn})\} \quad (E-9)$$

この結果、式(E-7)の $\cos$ および $\sin$ の係数は、それぞれ次式で表わされる。

$$\begin{aligned} \frac{1}{w_0} \frac{\partial w_0}{\partial x'_k} - \frac{1}{u_0} \frac{\partial u_0}{\partial x'_k} &= -\frac{2}{r_{mk}^0} (i_{xk} \cdot i_{xm}) \\ &+ \frac{2(r_{mk}^0 \cdot i_{zn}) \{(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})(i_{xk} \cdot i_{ym}) + (r_{mk}^0 \cdot i_{zn})(i_{xk} \cdot i_{zn})\}}{r_{mk}^0 \{(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})^2 + (r_{mk}^0 \cdot i_{zn})^2\}} \\ &= -\frac{2(i_{xk} \cdot i_{xm})}{r_{mk}^0} + g(x'_k) \frac{2(r_{mk}^0 \cdot i_{zn})}{r_{mk}^0} \end{aligned} \quad (E-10)$$

$$\frac{1}{w_0} \frac{\partial w_0}{\partial x'_k} + \frac{1}{u_0} \frac{\partial u_0}{\partial x'_k} = \frac{2\{(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})(i_{xk} \cdot i_{ym}) + (r_{mk}^0 \cdot i_{zn})(i_{xk} \cdot i_{zn})\}}{(r_{mk}^0 \cdot i_{ym})^2 + (r_{mk}^0 \cdot i_{zn})^2} = 2g(x'_k) \quad (E-11)$$

式(E-10)と(E-11)を式(E-7)に代入すると、式(2.58)の左辺は次のようになる。

$$\begin{aligned} &\frac{\exp(-j\beta r_{mk}^0)}{2} \left\{ \frac{\exp(j\beta x_m)}{w_0} \frac{\partial w_0}{\partial x'_k} - \frac{\exp(-j\beta x_m)}{u_0} \frac{\partial u_0}{\partial x'_k} \right\} \\ &= \{(r_{mk}^0 \cdot i_{zn})g(x'_k) - (i_{xk} \cdot i_{xm})\} \frac{\exp(-j\beta r_{mk}^0)}{r_{mk}^0} \cos \beta x_m + jg(x'_k) \exp(-j\beta r_{mk}^0) \sin \beta x_m \end{aligned} \quad (2.58)$$

## 付録 F

## 式(2.63)の導出

$A_{xm}(x_m)$ は式(2.24)で与えられている。

すなわち

$$\begin{aligned} A_{xm}(x_m) &= a'_m \cos \beta x_m + b'_m \sin \beta x_m \\ &- \int_0^{x_m} \left( \frac{\partial A_{ym}}{\partial y_m} + \frac{\partial A_{zm}}{\partial z_m} \right) \cos \beta(x_m - \eta) d\eta \end{aligned} \quad (2.24)$$

であるから

式(2.24)の被積分の( )の中は式(2.34), (2.36)で与えられており、それを代入し、積分の順序を入れ替えると次式が得られる。

$$\begin{aligned} A_{xm}(x_m) &= a'_m \cos \beta x_m + b'_m \sin \beta x_m - \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) \int_0^{x_m} \{G_{mk}^y(\eta, x'_k) + G_{mk}^z(\eta, x'_k)\} \\ &\cdot \cos \beta(x_m - \eta) d\eta dx'_k \end{aligned} \quad (F-1)$$

上式の二重積分の項は、式(2.40)の二重積分 $S$ に等しく、それは式(2.60)で与えられている。式(2.60)を式(F-1)に代入すると次式が導かれる。

$$\begin{aligned} A_{xm}(x_m) &= a'_m \cos \beta x_m + b'_m \sin \beta x_m \\ &+ \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) g(x'_k) (r_{mk} \cdot i_{xm}) \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} dx'_k \\ &- \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) g(x'_k) (r_{mk}^0 \cdot i_{xm}) \frac{\exp(-j\beta r_{mk}^0)}{r_{mk}^0} dx'_k \right\} \cos \beta x_m \\ &- j \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) g(x'_k) \exp(-j\beta r_{mk}^0) dx'_k \right\} \sin \beta x_m \end{aligned} \quad (F-2)$$

式(2.61)で説明したように、上式の $\cos \beta x_m$ および $\sin \beta x_m$ にかかる{ }の部分は、 $x_m$ には無関係な量である。

そこで

$$a_m = a'_m - \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) g(x'_k) (\mathbf{r}_{mk}^0 \cdot \mathbf{i}_{xm}) \frac{\exp(-j\beta r_{mk}^0)}{r_{mk}^0} dx'_k \quad (\text{F-3})$$

$$b_m = b'_m - j \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) g(x'_k) \exp(-j\beta r_{mk}^0) dx'_k \quad (\text{F-4})$$

と置くと、本文の式(2.63)が導かれる。

$$A_{xm}(x_m) = a_m \cos \beta x_m + b_m \sin \beta x_m + \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) g(x'_k) (\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{xm}) \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} dx'_k \quad (2.63)$$

## 付録 G

### 式(2.65)の導出

式(2.63)を  $x_m$  で微分すると、次式が導かれる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial A_{xm}}{\partial x_m} &= -\beta a_m \sin \beta x_m + \beta b_m \cos \beta x_m \\ &+ \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) g(x'_k) \frac{\partial}{\partial x_m} \left[ (\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{xm}) \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \right] dx'_k \end{aligned} \quad (\text{G-1})$$

上式において、被積分関数の  $x_m$  に関する微分は、次のように計算される。

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x_m} \left\{ (\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{xm}) \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \right\} &= \\ &= -\frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} + (\mathbf{r}_{mk}^0 \cdot \mathbf{i}_{xm} - x_m) (\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{xm}) \frac{1 + j\beta r_{mk}}{r_{mk}^3} \exp(-j\beta r_{mk}) \end{aligned} \quad (\text{G-2})$$

式(G-2)を式(G-1)に代入し整理すると、式(2.64)が導かれる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial A_{xm}}{\partial x_m} &= \beta(-a_m \sin \beta x_m + b_m \cos \beta x_m) \\ &+ \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) g(x'_k) \left\{ (\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{xm})^2 \left( \frac{1 + j\beta r_{mk}}{r_{mk}^2} - 1 \right) \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \right\} dx'_k \end{aligned} \quad (2.64)$$

式(2.7)より、素子# $m$ 上のスカラーポテンシャル  $\phi_m(x_m)$  は次のようにかかる。

$$\frac{\beta^2}{j\omega} \phi_m(x_m) = \frac{\partial A_{xm}}{\partial x_m} + \frac{\partial A_{ym}}{\partial y_m} + \frac{\partial A_{zm}}{\partial z_m} \quad (\text{G-3})$$

上式の右辺で第1項は式(2.64)、第2, 3項は式(2.34)、(2.36)で与えられている。従って、式(G-3)は次のようになる。

$$\begin{aligned}
\frac{\beta^2}{j\omega} \phi_m(x_m) &= \beta(-a_m \sin \beta x_m + b_m \cos \beta x_m) \\
&+ \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) g(x'_k) \{(\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{xm})^2 \left(\frac{1+j\beta r_{mk}}{r_{mk}^2} - 1\right) \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}}\} dx'_k \\
&+ \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) \{(\mathbf{i}_{xk} \cdot \mathbf{i}_{ym})(\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{ym}) + (\mathbf{i}_{xk} \cdot \mathbf{i}_{zn})(\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{zn})\} \\
&\quad \frac{1+j\beta r_{mk}}{r_{mk}^3} \exp(-j\beta r_{mk}) dx'_k
\end{aligned} \tag{G-4}$$

上式の2行目と3行目の被積分関数をまとめると次式が得られる。

$$\begin{aligned}
&g(x'_k) \{(\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{xm})^2 \frac{1+j\beta r_{mk}}{r_{mk}^3} \exp(-j\beta r_{mk}) - \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}}\} \\
&+ \{(\mathbf{i}_{xk} \cdot \mathbf{i}_{ym})(\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{ym}) + (\mathbf{i}_{xk} \cdot \mathbf{i}_{zn})(\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{zn})\} \frac{1+j\beta r_{mk}}{r_{mk}^3} \exp(-j\beta r_{mk}) \\
&= g(x'_k) \{[(\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{xm})^2 + (\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{ym})^2 + (\mathbf{r}_{mk} \cdot \mathbf{i}_{zn})^2] \\
&\quad \frac{1+j\beta r_{mk}}{r_{mk}^3} \exp(-j\beta r_{mk}) - \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}}\} \\
&= g(x'_k) \left\{ \frac{1+j\beta r_{mk}}{r_{mk}} \exp(-j\beta r_{mk}) - \frac{\exp(-j\beta r_{mk})}{r_{mk}} \right\} = j\beta g(x'_k) \exp(-j\beta r_{mk})
\end{aligned} \tag{G-5}$$

式(G-5)を式(G-4)に代入し整理すると、式(2.65)が得られる。

$$\frac{\beta}{j\omega} \phi_m(x_m) = j \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^M \int_0^{L_k} I_k(x'_k) g(x'_k) \exp(-j\beta r_{mk}) dx'_k - a_m \sin \beta x_m + b_m \cos \beta x_m \tag{2.65}$$

## 付 録 H

## (1) 第3章の低姿勢変形伝送線路型アンテナの境界条件

$$\begin{aligned}
\phi_1(0) &= -\phi_1'(0) = V/2 & I_1(H) &= I_2(0) + I_6(0) = 2I_2(0) \\
\phi_1(H) &= \phi_2(0) & I_2(W) &= I_3(0) \\
\phi_2(W) &= \phi_3(0) & I_3(L) &= I_4(0) \\
\phi_3(L) &= \phi_4(0) & I_5(0) &= I_4(W) + I_8(W) = 2I_4(W) \\
\phi_4(W) &= \phi_5(0) \\
\phi_5(H) &= 0
\end{aligned} \tag{H-1}$$

## (2) 第3章の低姿勢双変形伝送線路型アンテナの境界条件

$$\begin{aligned}
\phi_1(0) &= -\phi_1'(0) = V/2 & I_1(H) &= I_2(0) + I_6(0) = 2I_2(0) \\
\phi_1(H) &= \phi_2(0) & I_2(W) &= I_3(0) + I_9(0) = 2I_3(0) \\
\phi_2(W) &= \phi_3(0) & I_3(L) &= I_4(0) \\
\phi_3(L) &= \phi_4(0) & I_5(0) &= I_4(W) + I_8(W) = 2I_4(W) \\
\phi_4(W) &= \phi_5(0) \\
\phi_5(H) &= 0
\end{aligned} \tag{H-2}$$

## (3) 第4章の変形伝送線路型ジグザグアンテナの境界条件

$$\begin{aligned}
\phi_1(0) &= -\phi_1'(0) = V/2 & I_1(H) &= I_2(0) + I_8(0) \\
\phi_1(H) &= \phi_2(0) & I_2(W) &= I_3(0) \\
\phi_1(H) &= \phi_8(0) & I_3(L) &= I_4(0) \\
\phi_2(W) &= \phi_3(0) & I_4(2W) &= I_5(0) \\
\phi_3(L) &= \phi_4(0) & I_5(L) &= I_6(0) \\
\phi_4(2W) &= \phi_5(0) & I_6(W) &= I_7(0) \\
\phi_5(L) &= \phi_6(0) & I_8(M_S) &= I_9(0) \\
\phi_6(W) &= \phi_7(0) \\
\phi_7(H) &= 0 \\
\phi_8(M_S) &= \phi_9(0) \\
\phi_9(H) &= 0
\end{aligned} \tag{H-3}$$

(4) 第4章の2周波共用変形伝送線路型アンテナの境界条件

$$\begin{aligned}
 \phi_1(0) = -\phi_1'(0) = V/2 & & I_1(H_2) = I_2(0) + I_7(0) + I_{14}(0) \\
 \phi_1(H_2) = \phi_2(0) & & I_2(H_1 - H_2) = I_3(0) + I_{11}(0) = 2I_3(0) \\
 \phi_1(H_2) = \phi_7(0) & & I_3(W_1) = I_4(0) \\
 \phi_2(H_1 - H_2) = \phi_3(0) & & I_4(L_1) = I_5(0) \\
 \phi_3(W_1) = \phi_4(0) & & I_6(0) = I_5(W_1) + I_{13}(W_1) = 2I_5(W_1) \\
 \phi_4(L_1) = \phi_5(0) & & I_7(W_2) = I_8(0) \\
 \phi_5(W_1) = \phi_6(0) & & I_8(L_2) = I_9(0) \\
 \phi_6(H_1) = 0 & & I_{10}(0) = I_9(W_2) + I_{16}(W_2) = 2I_9(W_2) \\
 \phi_7(W_2) = \phi_8(0) & & \\
 \phi_8(L_2) = \phi_9(0) & & \\
 \phi_9(W_2) = \phi_{10}(0) & & \\
 \phi_{10}(H_2) = 0 & & 
 \end{aligned}
 \tag{H-4}$$

記号表

記号	記号の説明	式, 図, ページ
$a$	導体の半径	p. 16
$a_0$	定数	式(2.21)
$a_m$	定数	式(2.22)
$a'_m$	定数	式(F-1)
$A$	ベクトルポテンシャル	式(2.4)
$A_1, A_2$	MTLAアンテナ	図4.7
$A_{xm}, A_{ym}, A_{zm}$	# $m$ の素子の直角座標成分	式(2.19)
$b_0$	定数	式(2.21)
$b'_m$	定数	式(2.22)
$b_m$	定数	式(2.24)
$B_1, B_2$	電話機筐体	図5.13
$BD$	電話機筐体の厚さ	図5.1
$BH$	電話機筐体の高さ	図5.1
$BW$	電話機筐体の幅	図5.1
$C$	アンテナの長さ	図3.1
$C_1$	# $A_1$ アンテナの長さ	p. 80
$C_2$	# $A_2$ アンテナの長さ	p. 80
$D$	携帯電話用MTLAの水平素子の長さ	図5.1
$dx'_k$	積分変数	式(2.26)
$ds$	々	式(2.86)
$du$	々	式(2.49)
$dv'$	々	式(2.10)
$dw$	々	式(2.49)
$d\eta$	々	式(2.21)
$E$	電界強度	式(2.1)
$E_{xm}$	導体上の電界	式(2.19)
$E_\theta(\theta, \phi)$	遠方放射電界の接線成分 $\theta$ 方向成分	式(2.84)
$E_\phi(\theta, \phi)$	遠方放射電界の接線成分 $\phi$ 方向成分	式(2.84)
$f(x)$	スカラー関数	式(2.20)
$f_0$	設計周波数	p. 36
$f_1, f_2$	動作周波数: 2周波共用のMTLA	p. 80

$f$	周波数：変数	p. 43
$F_{\varphi}(x_i)$	Lagrangeの補間多項式の関数	式(2.66)
$G$	接合する素子の数	式(2.75)
$G_a$	動作利得	式(2.90)
$G_0$	Green 関数	式(2.80)
$G_{mk}^y$	Green 関数	式(2.35)
$G_{mk}^z$	Green 関数	式(2.37)
$G_d(\theta, \phi)$	指向性利得	式(2.89)
$G_D(\theta, \phi)$	々 : デシベル表示	式(2.92)
$g$	アンテナ素子と仕切板の距離	図6.1
$g(x_k)$	距離	式(2.59)
$H$	MTLAの高さ	図3.2
$H_1$	#A <sub>1</sub> アンテナの高さ	図4.7
$H_2$	#A <sub>2</sub> アンテナの高さ	図4.7
$H$	磁界強度	式(2.1)
$i_{xm}, i_{ym}, i_{zm}$	単位ベクトル：# $m$ の座標系	図2.1
$i_{xk}, i_{yk}, i_{zk}$	々 : # $k$ の座標系	図2.1
$i_x, i_y, i_z$	々 : 直角座標系	式(2.83)
$i_R, i_{\theta}, i_{\phi}$	々 : 極座標系	式(2.83)
$I$	電流	p. 17
$I_m(x_m)$	々 : # $m$ の素子	式(2.81)
$I_{mp}$	々 : # $m$ の代表点 $x_{mp}$ の値	式(2.77)
$I_{mp}^*$	同上電流の共役複素数	式(2.77)
$I_{kp}$	# $k$ の代表点の電流値	式(2.66)
$I_k(x_k)$	# $k$ 上の電流値	式(2.26)
$j$	複素数	式(2.1)
$J$	電流密度	式(2.1)
$J_{mkp}$	p係数行列の要素	式(2.68)
$J'_{mkp}$	々	式(2.70)
$k$	整数式	式(2.26)
$KB$	仕切板	図6.1
$KD$	筐体の厚さ	図6.1
$KH$	筐体の凹みの高さ	図6.1
$KT$	仕切板の幅	図6.1
$K_{mk}$	Green 関数	式(2.26)

$L$	MTLAの水平素子の長さ	図3.2
$L_1$	#A <sub>1</sub> アンテナの水平素子の長さ	図4.7
$L_2$	#A <sub>2</sub> アンテナの水平素子の長さ	図4.7
$L_m$	# $m$ 素子の長さ	図2.1
$L_k$	# $k$ 素子の長さ	図2.1
$m$	整数	式(2.39)
$M$	々 : 素子数	p. 15
$M_i$	々 : 電源数	式(2.88)
$M_S$	マッチング素子の長さ	図4.1
$M_v$	反射損	式(2.90)
$N$	整数 : 素子上の代表点	式(2.66)
$N_w$	ワイヤグリッドの分割数	p. 102
$O$	源点	図2.2
$p$	整数	式(2.66)
$P$	観測点	図2.2
$P$	ポインティング電力	式(2.85)
$P_k^1$	# $k$ の始点	図2.3
$P_k^2$	# $k$ の終点	図2.3
$P_m^1$	# $m$ の始点	図2.3
$P_m^2$	# $m$ の終点	図2.3
$Q$	電流源	図2.2
$r$	距離：電源と観測点間	式(2.78)
$r'_{mk}$	々 : # $m$ と# $k$ の任意の二点間	式(2.32)
$r_{mk}$	距離ベクトル：# $m$ と# $k$ の任意の二点間	式(2.28)
$r'$	々 : 原点と電流源間	式(2.78)
$r_m$	々 : 原点と# $m$ の座標原点間	式(2.81)
$r_{mk}^0$	々 : # $m$ の原点と# $k$ の $x_k$ 間	式(2.28)
$r_k^0$	々 : # $m$ の原点と# $k$ の原点間	式(2.93)
$R$	々 : 原点と観測点間	式(2.78)
$R$	抵抗	図3.5
$R_c$	複素数の実数部を表わす演算子	式(2.88)
$S$	二重積分方程式	式(2.40)
$S_v$	定在波比(VSWR)	式(2.91)
$S_P$	インピーダンス測定の基準点	図5.11

$t$	時間	p. 13
$u$	変数	式(2.49)
$u_g$	ワイヤグリッドの間隔	p. 99
$u_{xm}, u_0$	変数	式(2.51)
$V$	体積積分領域	式(2.80)
$V_m$	電源電圧：# $m$ の素子	式(2.72)
$W$	MTLAの水平素子の長さ	図3.2
$W_1$	# $A_1$ アンテナの水平素子の長さ	図4.7
$W_2$	# $A_2$ アンテナの水平素子の長さ	図4.7
$w$	変数	式(2.49)
$W_{in}$	アンテナの入力電力	式(2.88)
$W_r$	アンテナの放射電力	式(2.86)
$w_{xm}, w_0$	変数	式(2.51)
$X, Y, Z$	直角座標系	図2.2
$x, y, z$	座標系の各成分：直角座標	式(2.12)
$x', y', z'$	座標系の各成分：直角座標	式(2.12)
$X_k, Y_k, Z_k$	々々 : # $k$ の座標	図2.1
$X_m, Y_m, Z_m$	々々 : # $m$ の座標	図2.1
$X_{mk}, Y_{mk}, Z_{mk}$	々々 : # $m$ の座標系で表わした# $k$ の原点	式(2.30)
$X$	リアクタンス	図3.5
$x_m$	# $m$ 上の位置	式(2.22)
$x'_k$	# $k$ 上の位置	式(2.26)
$x_{mq}$	# $m$ の代表点の位置	式(2.68)
$x_{kp}$	# $k$ の代表点の位置	式(2.67)
$x_{kq}$	々々	式(2.67)
$\Delta y_m$	# $m$ 上の $y$ 方向の微小距離	式(2.34)
$\Delta z_m$	# $m$ 上の $z$ 方向の微小距離	式(2.36)
$Z_m^v$	# $m$ のインピーダンス	式(2.77)
$Z_0$	特性インピーダンス	図4.4
$\alpha$	電話機筐体の開き角	図5.13
$\beta$	位相定数：自由空間	式(2.5)
$\epsilon_0$	真空中の誘電率( $8.85 \times 10^{-12}$ [F/m])	式(2.1)
$\eta$	積分変数	式(2.21)
$\eta_0$	自由空間の固有インピーダンス( $120\pi$ )	式(2.86)

$\theta$	極座標系の成分	式(2.83)
$\lambda$	波長：変数	p. 17
$\lambda_0$	設計波長	p. 36
$\lambda_1, \lambda_2$	動作波長：2周波共用のMTLA	p. 80
$\mu_0$	真空中の透磁率( $4\pi \times 10^{-7}$ [H/m])	式(2.1)
$\Pi$	ヘルツベクトル	式(2.13)
$\Pi_0$	遠点におけるヘルツベクトル	式(2.80)
$\Pi_{Dm}$	# $m$ による遠点におけるヘルツベクトル	式(2.81)
$\Pi_{mx}, \Pi_{my}, \Pi_{mz}$	# $m$ のヘルツベクトルの直角座標成分	式(2.82)
$\rho$	電荷密度	式(2.2)
$\Psi$	スカラー関数	式(2.20)
$\phi$	極座標系の成分	式(2.83)
$\phi$	ポテンシャル	式(2.11)
$\phi_m$	# $m$ 上のポテンシャル	式(2.70)
$\omega$	角周波数	式(2.1)
$\Gamma$	反射係数	式(4.21)

Faint, illegible text, possibly bleed-through from the reverse side of the page.

Faint, illegible text, possibly bleed-through from the reverse side of the page.

