

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4章 自動車搭載用携帯電話アンテナ

4.1 まえがき

第3章では、変形伝送線路型アンテナを提案して基本的な動作特性を明らかにするとともに、その低姿勢化や特性改善の方法を論じた。変形伝送線路型アンテナは、インピーダンスと利得が容易に制御できる小型アンテナであるので、種々の移動体通信への応用が期待できるが、実際に移動体通信アンテナとして利用するためには利用環境や目的に適合したアンテナ形状と特性が要求される^{(9), (122)}。

この章では、自動車電話の車外搭載アンテナ(ルーフトップ、トランクリッド型)への応用を目的として、第3章で検討した変形伝送線路型アンテナを改良した二種類の自動車電話用アンテナを提案する⁽⁹⁹⁾⁻⁽¹⁰¹⁾。一つは、基本構造の変形伝送線路型アンテナの水平素子部を“コ”の字形から“ジグザグ”形に変形した変形伝送線路型ジグザグアンテナであり、単一周波数帯で動作する。他の一つは、共振周波数が異なる二つの低姿勢変形伝送線路型アンテナを並列接続して、給電系を一つにまとめることにより、二つの周波数帯で動作することを可能にした2周波共用の変形伝送線路型アンテナである。自動車電話を含む携帯電話を870～885MHz帯と925～940MHz帯で運用している我が国では、2周波共用の自動車電話用アンテナの開発は必須である^{(51), (64), (65)}。

提案した二つのアンテナに対して、第2章で述べた簡単化されたHallen形の積分方程式を用いて数値解析を行い、入力インピーダンス、動作利得、および指向性を理論的に検討して、自動車電話用アンテナに利用するための最適な設計周波数とアンテナ形状の関係を明らかにしている。特に、2周波共用のアンテナについては、二つの低姿勢変形伝送線路型アンテナ間の相互結合による入力インピーダンスの共振特性の変化を詳細に検討している。更に、特性インピーダンスが 50Ω の同軸給電線に対するVSWR特性と動作利得を求め、これらを実験値と比較して、それぞれのアンテナが自動車電話の車外搭載アンテナとして優れた特性を持つことを示している。

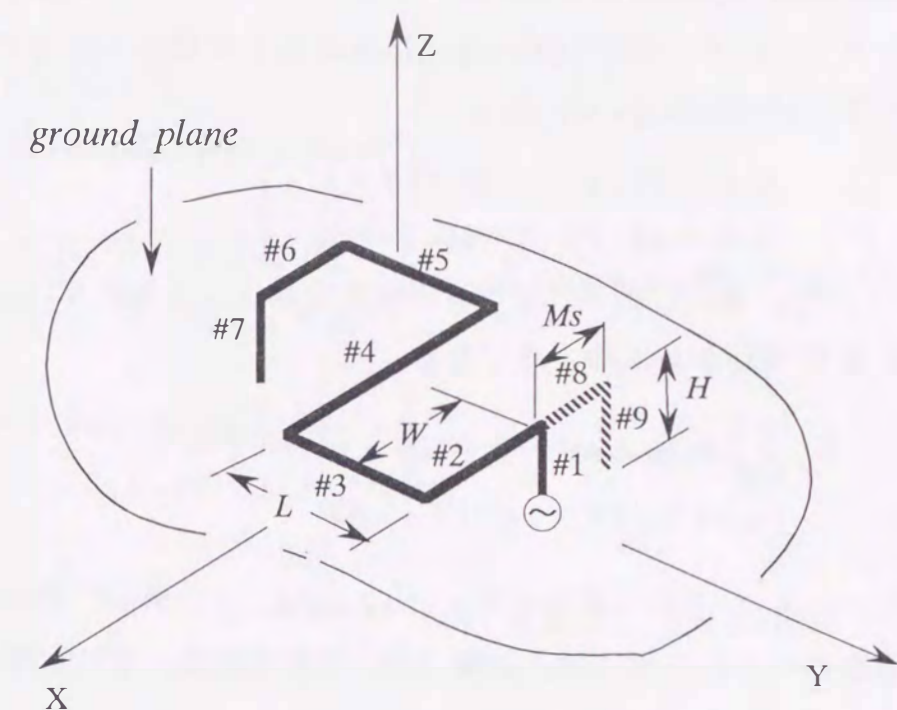


図4.1 変形伝送線路型ジグザグアンテナと座標系

4.2 変形伝送線路型ジグザグアンテナ

4.2.1 理論式

自動車電話用アンテナは、利得が高く、小型で無指向性のアンテナが望ましい^{(9), (45)}。図3.2の変形伝送線路型アンテナを自動車電話用アンテナとして利用するためにはアンテナの高さ H をできるだけ低くし小型化したほうが良い。しかし、アンテナの長さ C が半波長の場合、 H を低くすると素子 L の長さが約 $\lambda/2$ （垂直素子の間隔）となり、これは配列係数により水平面内の指向性は楕円となる。そこで、長さ C を固定し、図4.1に示すように水平素子部をジグザグに折り曲げ垂直素子間の間隔を短くすれば水平面内の指向性を円（無指向性）にすることができ、アンテナはより小型となる。

図4.1は、上記の観点から提案した無限地板（X-Y面内）上に置かれた変形伝送線路型ジグザグアンテナとその座標系を示す。本アンテナは、垂直素子#1、#7、#9の高さを H 、水平素子#2、#6の長さを W 、#3、#5の長さを L 、#4の長さを $2W$ とするとアンテナ長 C は $2(H+L+2W)$ で表わされる。また、素子半径は a である。従っ

て、数値解析のための素子数 M は、イメージアンテナを考慮すると18個となる。実アンテナとイメージアンテナは、地板に対して対称であるから電流は、次のような関係が成立する。

$$\left. \begin{aligned} I_i(x'_i) &= I'_i(x'_i) & (i=1, 7, 9) \\ I_i(x'_i) &= -I'_i(x'_i) & (i=2 \sim 6, 8) \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

そのため、電流分布は、 $I_1 \sim I_9$ を未知定数として解析すればよく、必要な方程式は式(2.68)から次のようになる。

$$\sum_{k=1}^{18} \sum_{p=1}^N I_{kp} J_{mkp}(x_{mq}) = a_m \cos \beta x_{mq} + b_m \sin \beta x_{mq} \quad (4.2)$$

$$(m=1, 2, \dots, 9; \quad q=1, 2, \dots, N)$$

また、式(4.2)の含む未定定数 a_m, b_m ($m=1, \dots, 9$)は、18個となる。これを決定するための補助方程式は、付録(H-3)で示す電流、電圧に関する境界条件を式(2.66)、式(2.70)に代入すると、次式を導くことができる。

$$b_1 = \frac{\beta}{j2\omega} V \quad (4.3)$$

$$b_2 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{2p} \hat{J}'_{12p}(H) + I_{3p} \hat{J}'_{13p}(H) + I_{4p} \hat{J}'_{14p}(H) + I_{5p} \hat{J}'_{15p}(H) + I_{6p} \hat{J}'_{16p}(H) + I_{8p} \hat{J}'_{18p}(H) \right\} - a_1 \sin \beta H + b_1 \cos \beta H \quad (4.4)$$

$$b_3 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{1p} \hat{J}'_{21p}(W) + I_{3p} \hat{J}'_{23p}(W) + I_{5p} \hat{J}'_{25p}(W) + I_{7p} \hat{J}'_{27p}(W) + I_{9p} \hat{J}'_{29p}(W) \right\} - a_2 \sin \beta W + b_2 \cos \beta W \quad (4.5)$$

$$b_4 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{1p} \hat{J}'_{31p}(L) + I_{2p} \hat{J}'_{32p}(L) + I_{4p} \hat{J}'_{34p}(L) + I_{6p} \hat{J}'_{36p}(L) + I_{7p} \hat{J}'_{37p}(L) + I_{8p} \hat{J}'_{38p}(L) + I_{9p} \hat{J}'_{39p}(L) \right\} - a_3 \sin \beta L + b_3 \cos \beta L \quad (4.6)$$

$$b_5 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{1p} \hat{J}'_{41p}(2W) + I_{3p} \hat{J}'_{43p}(2W) + I_{5p} \hat{J}'_{45p}(2W) + I_{7p} \hat{J}'_{47p}(2W) + I_{9p} \hat{J}'_{49p}(2W) \right\} - a_4 \sin 2\beta W + b_4 \cos 2\beta W \quad (4.7)$$

$$b_6 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{1p} \hat{J}'_{51p}(L) + I_{2p} \hat{J}'_{52p}(L) + I_{4p} \hat{J}'_{54p}(L) + I_{6p} \hat{J}'_{56p}(L) + I_{7p} \hat{J}'_{57p}(L) + I_{8p} \hat{J}'_{58p}(L) + I_{9p} \hat{J}'_{59p}(L) \right\} - a_5 \sin \beta L + b_5 \cos \beta L \quad (4.8)$$

$$b_7 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{1p} \hat{J}'_{61p}(W) + I_{3p} \hat{J}'_{63p}(W) + I_{5p} \hat{J}'_{65p}(W) + I_{7p} \hat{J}'_{67p}(W) + I_{9p} \hat{J}'_{69p}(W) \right\} - a_6 \sin \beta W + b_6 \cos \beta W \quad (4.9)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{2p} \hat{J}'_{72p}(H) + I_{3p} \hat{J}'_{73p}(H) + I_{4p} \hat{J}'_{74p}(H) + I_{5p} \hat{J}'_{75p}(H) + I_{6p} \hat{J}'_{76p}(H) + I_{8p} \hat{J}'_{78p}(H) \right\} - a_7 \sin \beta H + b_7 \cos \beta H \quad (4.10)$$

$$b_8 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{2p} \hat{J}'_{12p}(H) + I_{3p} \hat{J}'_{13p}(H) + I_{4p} \hat{J}'_{14p}(H) + I_{5p} \hat{J}'_{15p}(H) + I_{6p} \hat{J}'_{16p}(H) + I_{8p} \hat{J}'_{18p}(H) \right\} - a_1 \sin \beta H + b_1 \cos \beta H \quad (4.11)$$

$$b_9 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{1p} \hat{J}'_{81p}(M_S) + I_{3p} \hat{J}'_{83p}(M_S) + I_{5p} \hat{J}'_{85p}(M_S) + I_{7p} \hat{J}'_{87p}(M_S) + I_{9p} \hat{J}'_{89p}(M_S) \right\} - a_8 \sin \beta M_S + b_8 \cos \beta M_S \quad (4.12)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{2p} \hat{J}'_{92p}(H) + I_{3p} \hat{J}'_{93p}(H) + I_{4p} \hat{J}'_{94p}(H) + I_{5p} \hat{J}'_{95p}(H) + I_{6p} \hat{J}'_{96p}(H) + I_{8p} \hat{J}'_{98p}(H) \right\} - a_9 \sin \beta H + b_9 \cos \beta H \quad (4.13)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{1p} F_{1p}(H) - \sum_{p=1}^N I_{2p} F_{2p}(0) - \sum_{p=1}^N I_{8p} F_{8p}(0) \quad (4.14)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{2p} F_{2p}(W) - \sum_{p=1}^N I_{3p} F_{3p}(0) \quad (4.15)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{3p} F_{3p}(L) - \sum_{p=1}^N I_{4p} F_{4p}(0) \quad (4.16)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{4p} F_{4p}(2W) - \sum_{p=1}^N I_{5p} F_{5p}(0) \quad (4.17)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{5p} F_{5p}(L) - \sum_{p=1}^N I_{6p} F_{6p}(0) \quad (4.18)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{6p} F_{6p}(W) - \sum_{p=1}^N I_{7p} F_{7p}(0) \quad (4.19)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{8p} F_{8p}(M_S) - \sum_{p=1}^N I_{9p} F_{9p}(0) \quad (4.20)$$

式(4.2)および式(4.3)～式(4.20)からなる連立方程式を解けばアンテナの電流が求まる。

4.2.2 数値計算と測定結果

以下の数値計算では、各素子の代表点 $N=5$ 、動作周波数を $f=900\text{MHz}$ に選んで行う。

図4.2は、自動車電話用の変形伝送線路型ジグザグアンテナの入力インピーダンス特性を示し、○、●印は測定値である。ここで、 $H=1.9\text{cm}$ 、 $W=3.0\text{cm}$ 、 $L=2.3\text{cm}$ 、 $a=2\text{mm}$ であり、アンテナ長 C は 20.4cm となるが、これは $f=735\text{MHz}$ の周波数に対して半波長となる。これらの素子長を動作周波数の波長 $\lambda=33.3\text{cm}$ で規格化すると、 $H=0.057\lambda$ 、 $W=0.09\lambda$ 、 $L=0.069\lambda$ 、 $C=0.61\lambda$ 、 $a=0.006\lambda$ となる。

インピーダンス特性は、動作周波数の 900MHz で共振点を得られたが、 H が低いため、抵抗値は 20Ω の低い値を示し、 50Ω の給電線に対する整合が容易ではないことがわかる。そこで、図4.1の破線で示すように給電部の垂直素子と並列に整合素子を付加し、インピーダンス特性の改善を行った。

その特性改善を行った整合素子付き変形伝送線路型ジグザグアンテナの入力インピーダンス特性を図4.3に示す。図では整合素子の長さ M_s をパラメータとした場合を示し、 $M_s=7, 8, 9\text{mm}$ である。ただし、素子長 H, L, W は図4.2と同じ寸法である。また、○、●印は、 $M_s=9\text{mm}$ の R と X の測定値を示す。

ここで示した整合方法は、一般に Γ 整合と呼ばれている⁽¹¹⁵⁾。 Γ 整合素子を付加することで、目的の周波数 $f=900\text{MHz}$ で共振し、 50Ω の抵抗値が得られインピーダンス特性の改善を図ることが出来た。更に、動作周波数付近では、 M_s の寸法を変えても共振周波数や抵抗値がほとんど変化しないため、設計が容易なアンテナと言える。

測定値と計算値は良く一致しているが、反共振点付近で両者に若干の差がでている。これは、本アンテナが小型であり、特に、解析結果で示すように給電部の素子と整合素子の間隔 M_s のわずかな変化に対しても反共振点付近の特性が大きく変化するためこの部分の製作精度による測定誤差である。このインピーダンス測定には、 $60\times 60\text{cm}$ の銅板上にアンテナを設置し、イメージ法を用いた。

図4.4、図4.5は、特性インピーダンスが 50Ω の同軸給電線に対するVSWR特性とX軸方向の動作利得を示している。いずれもパラメータは $M_s=7, 8, 9\text{mm}$ の場合である。●印は $M_s=9\text{mm}$ の測定値をプロットしている。

動作利得は、本アンテナの利得 $G_d(\theta, \phi)$ を式(2.90)に代入すると求まる。また、この式の反射損を反射係数 Γ で表わすと、次式で与えられる⁽¹¹⁶⁾。

$$G_a = (1 - |\Gamma|^2) G_d(\theta, \phi) \quad (4.21)$$

ここで、

$$\Gamma = \frac{Z_1^{in} - Z_0}{Z_1^{in} + Z_0} = \left\{ \frac{(R_1^{in} - Z_0)^2 + (X_1^{in})^2}{(R_1^{in} + Z_0)^2 + (X_1^{in})^2} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.22)$$

である。ただし、 Z_0 ：給電線の特性インピーダンス、 $Z_1^{in} = R_1^{in} + jX_1^{in}$ ：アンテナの入力インピーダンスである。

これらの図で利得は最大で約 2dBi 、VSWRが2以下の帯域幅は 50MHz 得られており、これは自動車電話の周波数帯域幅が 15MHz であることから、これを十分カバーしている。

図4.6は $M_s=9\text{mm}$ のとき、 $f=900\text{MHz}$ における指向特性である。図(a)がX-Y面内、図(b)がZ-X面内、図(c)がZ-Y面内を示す。指向性は、垂直偏波を水平面内に一様に放射しており、ほぼ目的にあった無指向性のアンテナが得られた。

一方、Z軸方向への電波の放射は、本アンテナでは給電点からの距離 $\lambda/4$ の点(素子#4の中間点)を中心に電氣的にほぼ対称なアンテナ構造となるため水平素子部ではこの点を中心に電流モーメントがお互いに逆向きとなり、水平、垂直の両偏波成分の放射はほとんどない。

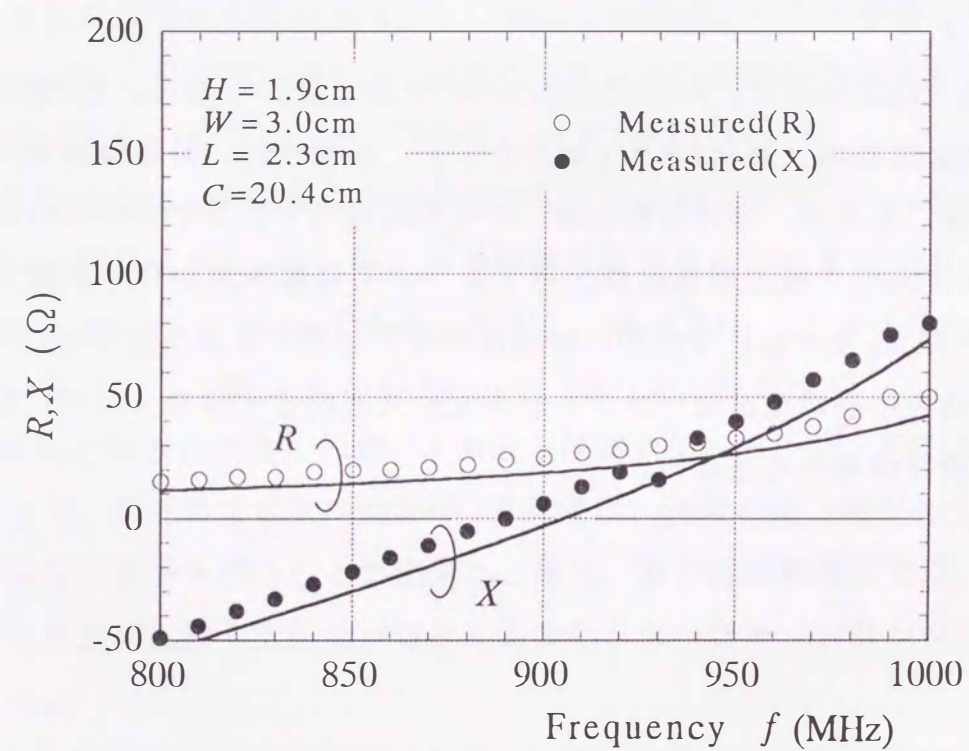


図4.2 ジグザグアンテナの入力インピーダンス特性

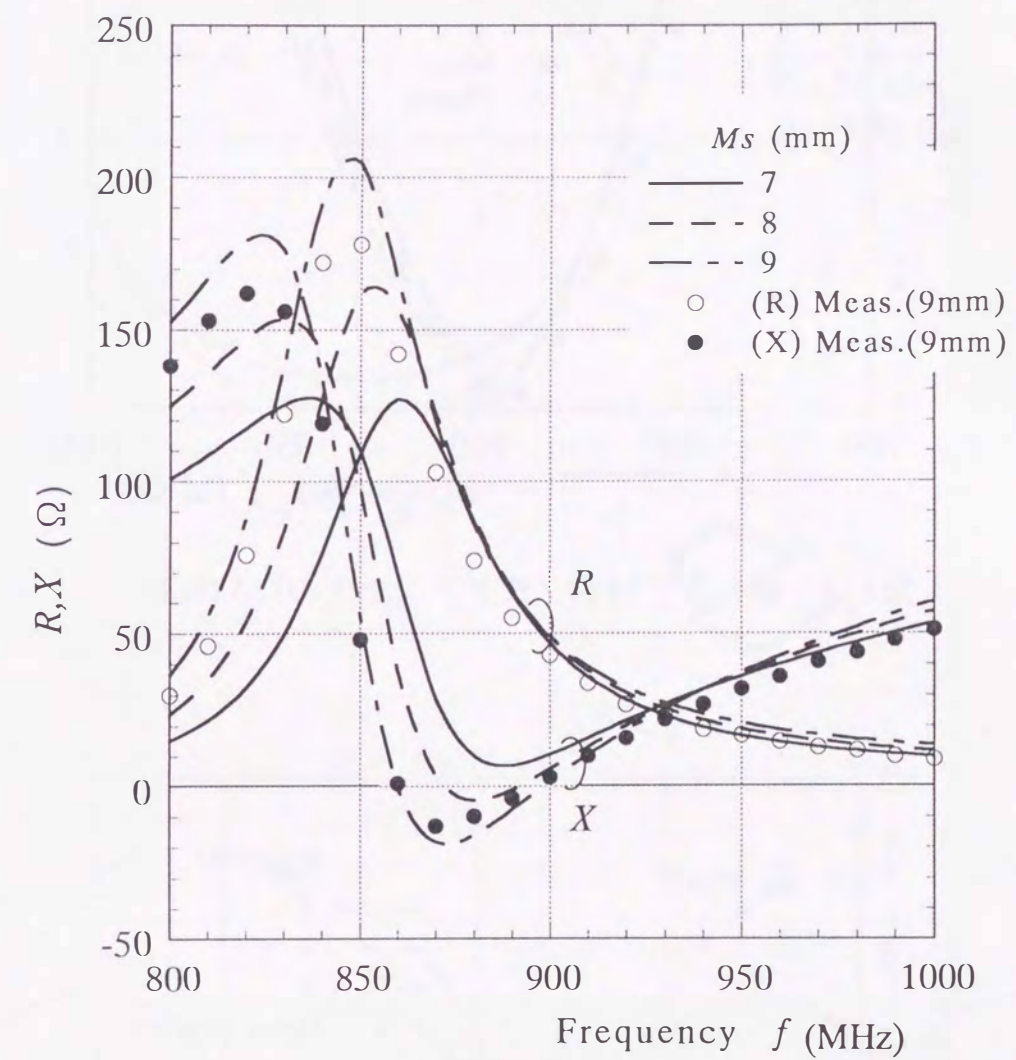


図4.3 整合素子付ジグザクアンテナの入力インピーダンス

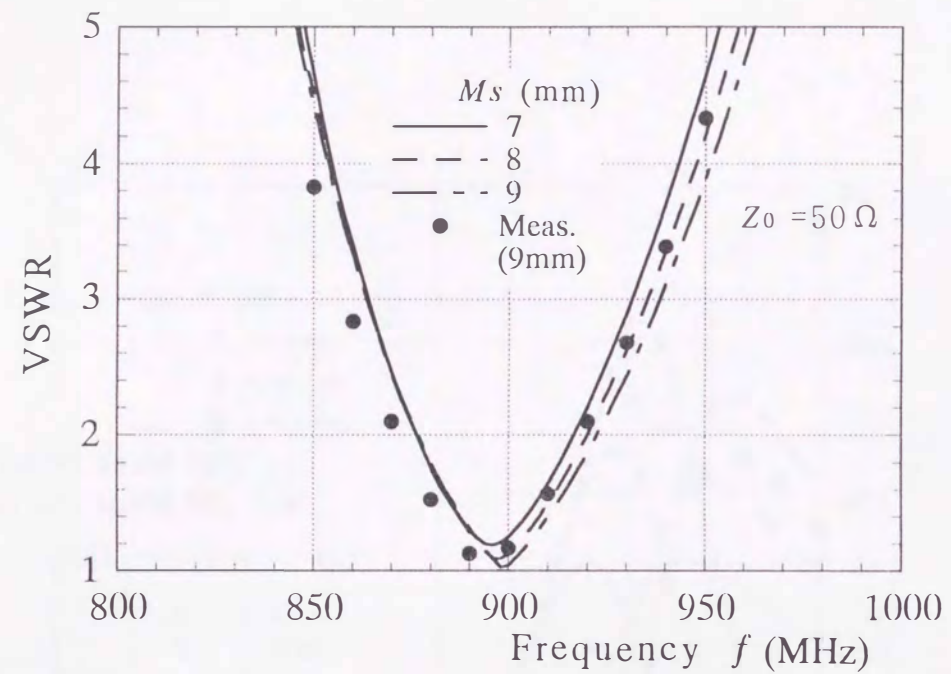


図4.4 整合素子付ジグザグアンテナのVSWR特性

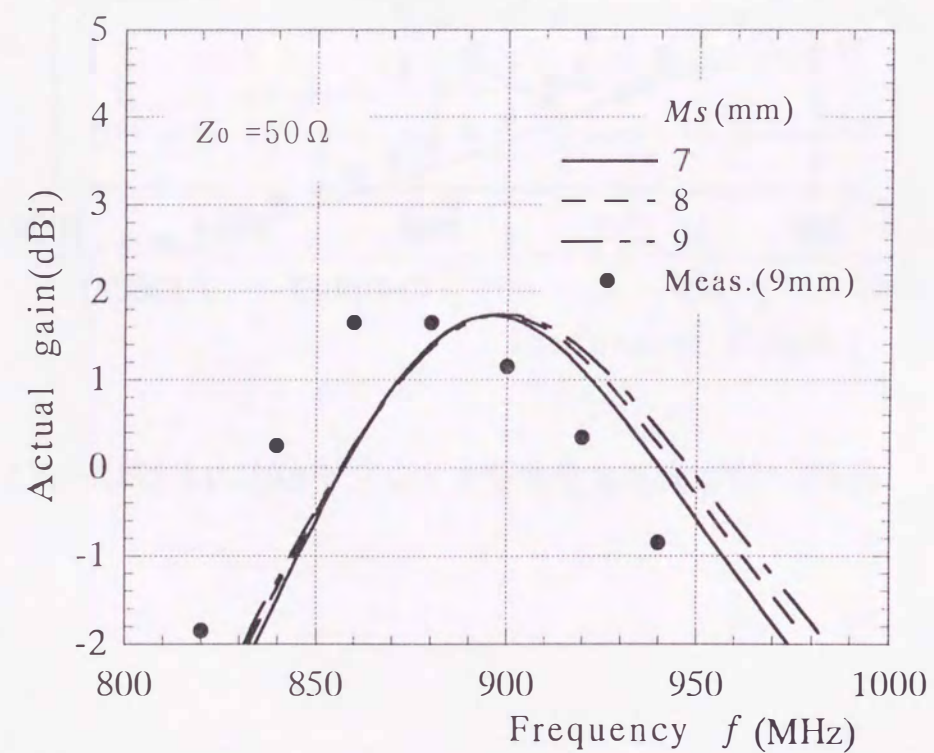


図4.5 整合素子付ジグザグアンテナの動作利得特性

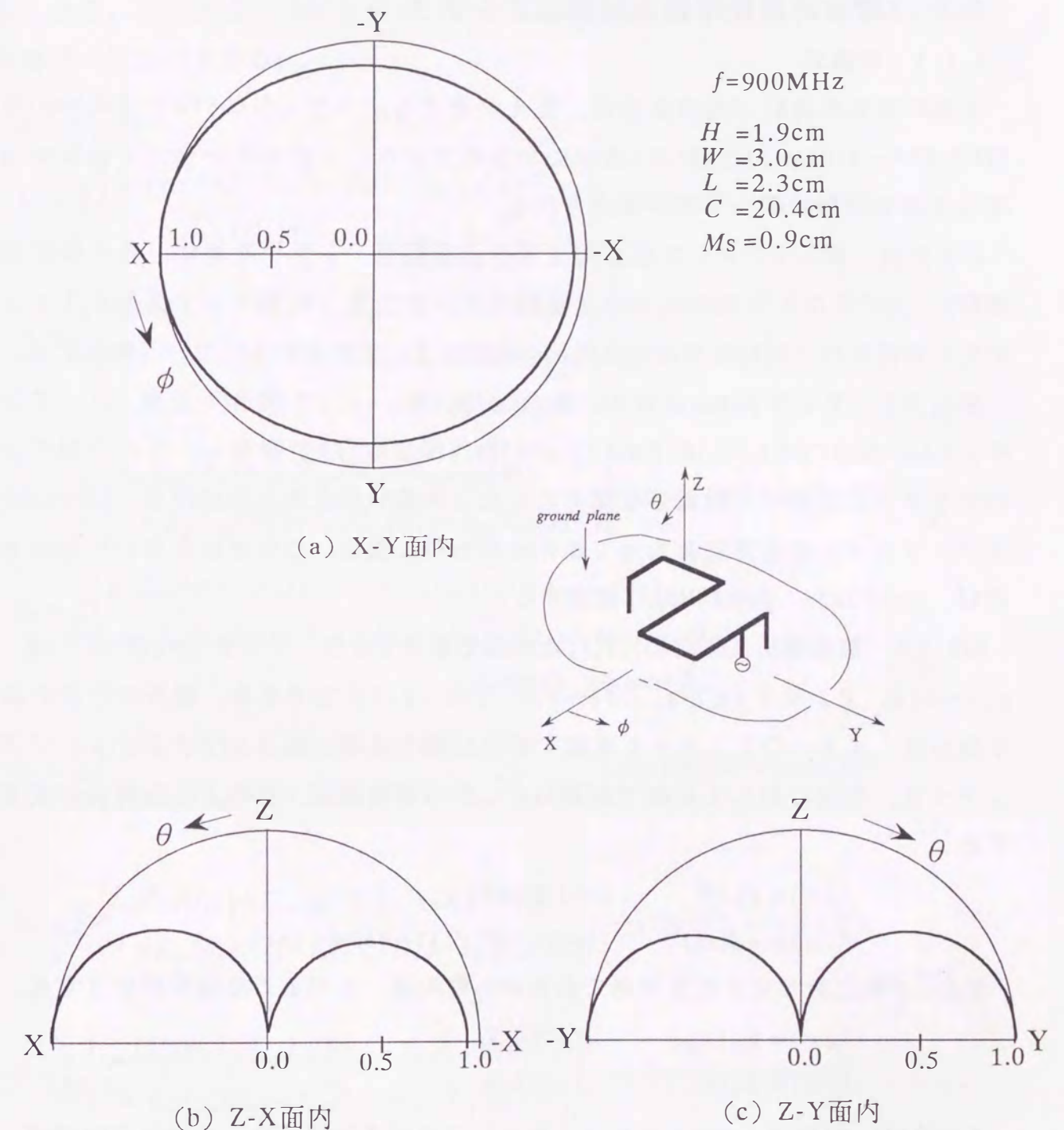


図4.6 整合素子付ジグザグアンテナの指向特性

4.3 2周波共用変形伝送線路型アンテナ

4.3.1 理論式

日本の自動車電話の周波数帯は、まえがきでも述べたように870～885MHz(受信)と925～940MHz(送信)の2周波に分かれており、1台のアンテナで送受が可能な2周波共用のアンテナが要求される。

ここでは、図3.9で示した低姿勢変形伝送線路型アンテナを基に、各々動作周波数 f_1 , f_2 が異なる2個の変形伝送線路型アンテナを1個のアンテナとしてまとめた2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について解析する。

図4.7は、アンテナ#A₁の長さ C_1 を $L_1+2(H_1+W_1)=\lambda_1/2$ (動作周波数: f_1)、アンテナ#A₂の長さ C_2 を $L_2+2(H_2+W_2)=\lambda_2/2$ (動作周波数: f_2)で設計し、これらのアンテナを並列に接続して給電系を簡単にした2周波共用変形伝送線路型アンテナを示す。アンテナの設計にあたって動作周波数は、受信、送信周波数帯の中心値を選び、 $f_1=880\text{MHz}$, $f_2=930\text{MHz}$ に設定する。

図4.8は、数値解析するために付けたの素子番号であり、アンテナ#A₁が#1～#6, #11～#13, アンテナ#A₂が#1, #7～#10, #14～#16までである。解析のための素子数 M は、イメージアンテナを考慮すると32個である。実アンテナとイメージアンテナは、地板に対して対称であるからこれらの電流は、次のような関係が成立する。

$$\left. \begin{aligned} I_i(x'_i) &= I'_i(x'_i) & (i=1,2,6,10) \\ I_i(x'_i) &= -I'_i(x'_i) & (i=3\sim5, 7\sim9, 11\sim13, 14\sim16) \end{aligned} \right\} \quad (4.23)$$

また、Y軸に対しても左右対称であるから電流は、次のような関係が成立する。

$$\left. \begin{aligned} I_i(x'_i) &= I_{i+8}(x'_{i+8}) & (i=3,4,5) \\ I_i(x'_i) &= I_{i+7}(x'_{i+7}) & (i=7,8,9) \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

そのため、電流は、 $I_1 \sim I_{10}$ を未知定数として解析すればよく、必要な方程式は式(2.68)から次のようになる。

$$\sum_{k=1}^{32} \sum_{p=1}^N I_{kp} J_{mkp}(x_{mq}) = a_m \cos \beta x_{mq} + b_m \sin \beta x_{mq} \quad (m=1,2,\dots,10; q=1,2,\dots,N) \quad (4.25)$$

上式(4.25)に含まれる未定定数 a_m , b_m は20個でありこれを決定するための電

流、電圧に関する境界条件は、付録(H-4)で示したように電流が8個、電圧が12個となる。これを式(2.66)と式(2.70)に代入すると、次の独立した補助方程式を導びくことができる。

$$b_1 = \frac{\beta}{j2\omega} V \quad (4.26)$$

$$b_2 = \sum_{p=1}^N \left\{ \begin{aligned} &I_{3p} \hat{J}'_{13p}(H_2) + I_{4p} \hat{J}'_{14p}(H_2) + I_{5p} \hat{J}'_{15p}(H_2) \\ &+ I_{7p} \hat{J}'_{17p}(H_2) + I_{8p} \hat{J}'_{18p}(H_2) + I_{9p} \hat{J}'_{19p}(H_2) \end{aligned} \right\} - a_1 \sin \beta H_2 + b_1 \cos \beta H_2 \quad (4.27)$$

$$b_3 = \sum_{p=1}^N \left\{ \begin{aligned} &I_{3p} \hat{J}'_{23p}(H_1 - H_2) + I_{4p} \hat{J}'_{24p}(H_1 - H_2) + I_{5p} \hat{J}'_{25p}(H_1 - H_2) \\ &+ I_{7p} \hat{J}'_{27p}(H_1 - H_2) + I_{8p} \hat{J}'_{28p}(H_1 - H_2) + I_{9p} \hat{J}'_{29p}(H_1 - H_2) \end{aligned} \right\} - a_2 \sin \beta(H_1 - H_2) + b_2 \cos \beta(H_1 - H_2) \quad (4.28)$$

$$b_4 = \sum_{p=1}^N \left\{ \begin{aligned} &I_{1p} \hat{J}'_{31p}(W_1) + I_{2p} \hat{J}'_{32p}(W_1) + I_{4p} \hat{J}'_{34p}(W_1) \\ &+ I_{6p} \hat{J}'_{36p}(W_1) + I_{8p} \hat{J}'_{38p}(W_1) + I_{10p} \hat{J}'_{3,10p}(W_1) \end{aligned} \right\} - a_3 \sin \beta W_1 + b_3 \cos \beta W_1 \quad (4.29)$$

$$b_5 = \sum_{p=1}^N \left\{ \begin{aligned} &I_{1p} \hat{J}'_{41p}(L_1) + I_{2p} \hat{J}'_{42p}(L_1) + I_{3p} \hat{J}'_{43p}(L_1) + I_{5p} \hat{J}'_{45p}(L_1) \\ &+ I_{6p} \hat{J}'_{46p}(L_1) + I_{7p} \hat{J}'_{47p}(L_1) + I_{9p} \hat{J}'_{49p}(L_1) + I_{10p} \hat{J}'_{4,10p}(L_1) \end{aligned} \right\} - a_4 \sin \beta L_1 + b_4 \cos \beta L_1 \quad (4.30)$$

$$b_6 = \sum_{p=1}^N \left\{ \begin{aligned} &I_{1p} \hat{J}'_{51p}(W_1) + I_{2p} \hat{J}'_{52p}(W_1) + I_{4p} \hat{J}'_{54p}(W_1) \\ &+ I_{6p} \hat{J}'_{56p}(W_1) + I_{8p} \hat{J}'_{58p}(W_1) + I_{10p} \hat{J}'_{5,10p}(W_1) \end{aligned} \right\} - a_5 \sin \beta W_1 + b_5 \cos \beta W_1 \quad (4.31)$$

$$b_7 = \sum_{p=1}^N \left\{ \begin{aligned} &I_{3p} \hat{J}'_{13p}(H_2) + I_{4p} \hat{J}'_{14p}(H_2) + I_{5p} \hat{J}'_{15p}(H_2) \\ &+ I_{7p} \hat{J}'_{17p}(H_2) + I_{8p} \hat{J}'_{18p}(H_2) + I_{9p} \hat{J}'_{19p}(H_2) \end{aligned} \right\} - a_1 \sin \beta H_2 + b_1 \cos \beta H_2 \quad (4.32)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N \left\{ \begin{aligned} &I_{3p} \hat{J}'_{63p}(H_1) + I_{4p} \hat{J}'_{64p}(H_1) + I_{5p} \hat{J}'_{65p}(H_1) \\ &+ I_{7p} \hat{J}'_{67p}(H_1) + I_{8p} \hat{J}'_{68p}(H_1) + I_{9p} \hat{J}'_{69p}(H_1) \end{aligned} \right\} - a_6 \sin \beta H_1 + b_6 \cos \beta H_1 \quad (4.33)$$

$$b_8 = \sum_{p=1}^N \left\{ \begin{aligned} &I_{1p} \hat{J}'_{71p}(W_2) + I_{2p} \hat{J}'_{72p}(W_2) + I_{4p} \hat{J}'_{74p}(W_2) \\ &+ I_{6p} \hat{J}'_{76p}(W_2) + I_{8p} \hat{J}'_{78p}(W_2) + I_{10p} \hat{J}'_{7,10p}(W_2) \end{aligned} \right\} - a_7 \sin \beta W_2 + b_7 \cos \beta W_2 \quad (4.34)$$

$$b_9 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{1p} \hat{J}'_{81p}(L_2) + I_{2p} \hat{J}'_{82p}(L_2) + I_{3p} \hat{J}'_{83p}(L_2) + I_{5p} \hat{J}'_{85p}(L_2) \right. \\ \left. + I_{6p} \hat{J}'_{86p}(L_2) + I_{7p} \hat{J}'_{87p}(L_2) + I_{9p} \hat{J}'_{89p}(L_2) + I_{10p} \hat{J}'_{8,10p}(L_2) \right\} \\ - a_8 \sin \beta L_2 + b_8 \cos \beta L_2 \quad (4.35)$$

$$b_{10} = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{1p} \hat{J}'_{91p}(W_2) + I_{2p} \hat{J}'_{92p}(W_2) + I_{4p} \hat{J}'_{94p}(W_2) \right. \\ \left. + I_{6p} \hat{J}'_{96p}(W_2) + I_{8p} \hat{J}'_{98p}(W_2) + I_{10p} \hat{J}'_{9,10p}(W_2) \right\} - a_9 \sin \beta W_2 + b_9 \cos \beta W_2 \quad (4.36)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N \left\{ I_{3p} \hat{J}'_{10,3p}(H_2) + I_{4p} \hat{J}'_{10,4p}(H_2) + I_{5p} \hat{J}'_{10,5p}(H_2) \right. \\ \left. + I_{7p} \hat{J}'_{10,7p}(H_2) + I_{8p} \hat{J}'_{10,8p}(H_2) + I_{9p} \hat{J}'_{10,9p}(H_2) \right\} - a_{10} \sin \beta H_2 + b_{10} \cos \beta H_2 \quad (4.37)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{1p} F_{1p}(H_2) - \sum_{p=1}^N I_{2p} F_{2p}(0) - 2 \sum_{p=1}^N I_{7p} F_{7p}(0) \quad (4.38)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{2p} F_{2p}(H_1 - H_2) - 2 \sum_{p=1}^N I_{3p} F_{3p}(0) \quad (4.39)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{3p} F_{3p}(W_1) - \sum_{p=1}^N I_{4p} F_{4p}(0) \quad (4.40)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{4p} F_{4p}(L_1) - \sum_{p=1}^N I_{5p} F_{5p}(0) \quad (4.41)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{6p} F_{6p}(0) - 2 \sum_{p=1}^N I_{5p} F_{5p}(W_1) \quad (4.42)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{7p} F_{7p}(W_2) - \sum_{p=1}^N I_{8p} F_{8p}(0) \quad (4.43)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{8p} F_{8p}(L_2) - \sum_{p=1}^N I_{9p} F_{9p}(0) \quad (4.44)$$

$$0 = \sum_{p=1}^N I_{10p} F_{10p}(0) - 2 \sum_{p=1}^N I_{9p} F_{9p}(W_2) \quad (4.45)$$

式(4.25)および式(4.26)～式(4.45)からなる連立方程式を解けばアンテナの電流が求まる。

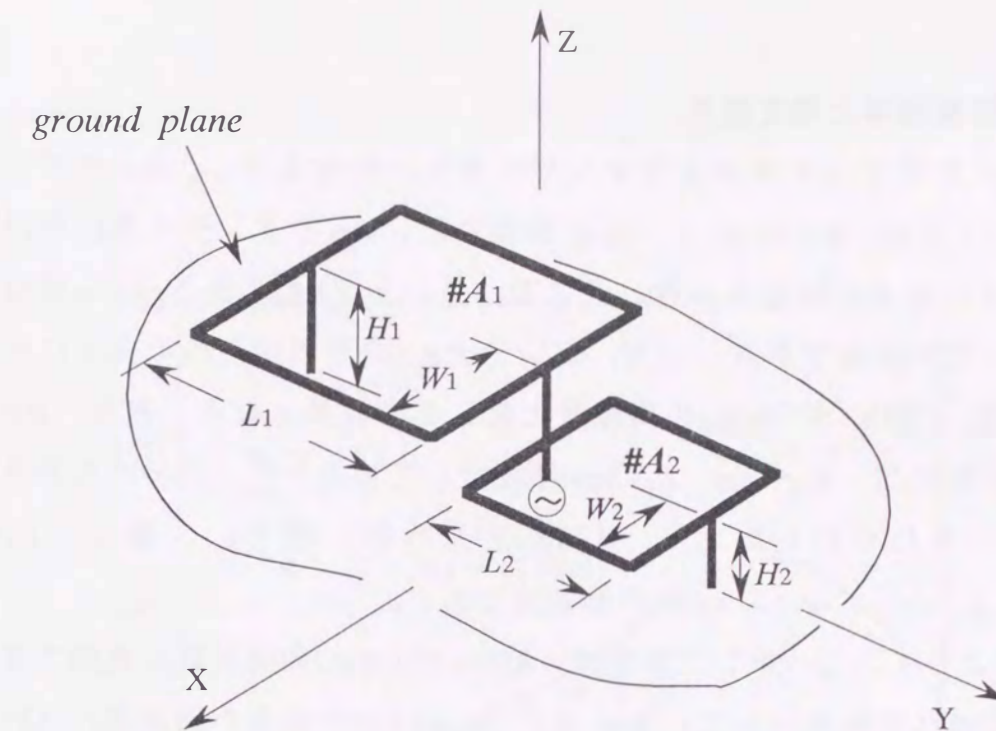


図4.7 自動車電話用変形伝送線路型アンテナとその座標系

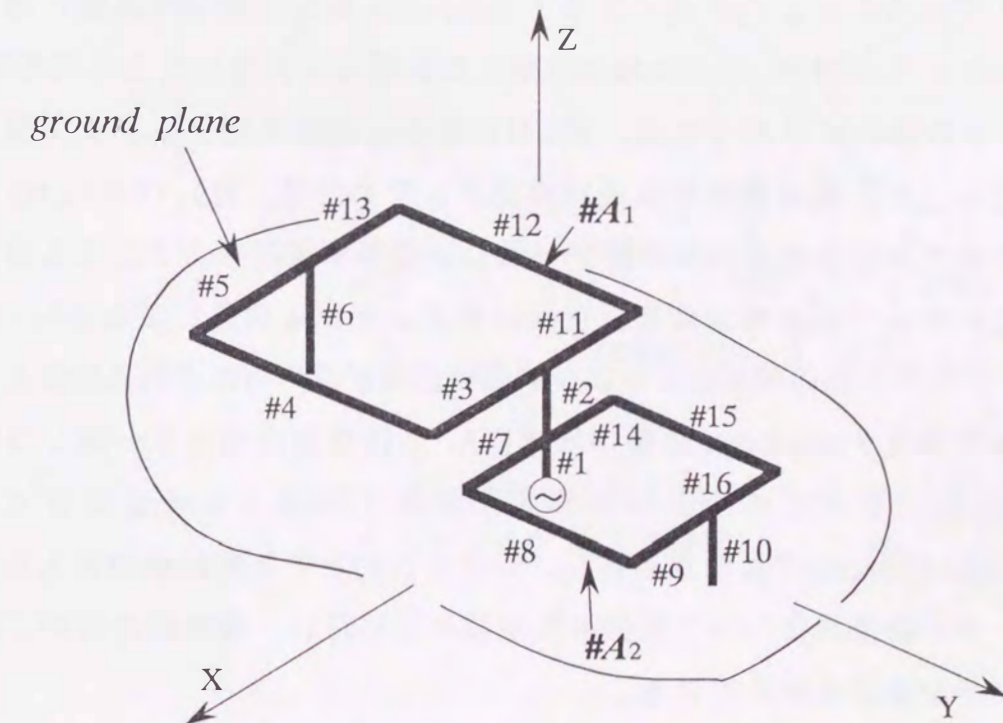


図4.8 自動車電話用変形伝送線路型アンテナの素子番号

4.3.2 計算結果と測定結果

図4.9は、このアンテナの入力インピーダンス特性を示し、 $\#A_1$ のアンテナ長 $C_1=18\text{cm}$ ($H_1=3\text{cm}$, $W_1=3\text{cm}$, $L_1=6\text{cm}$)の場合に、 $\#A_2$ のアンテナ長 C_2 を14, 15, 16cmと変えたときの特性を示す。ここで、アンテナ $\#A_1$ の長さは、833MHzの周波数に対して半波長であり、一方、アンテナ $\#A_2$ の長さは、 C_2 の長さに応じてそれぞれ1071, 1000, 937MHzの周波数に対して半波長となる。また、 $\#A_2$ のアンテナの素子長 W_2 は、 $H_2=1\text{cm}$, $L_2=5\text{cm}$ に固定しているため、先の C_2 の長さの変化に対して、それぞれ3.5, 4.0, 4.5cmと変わる。図で○, ●は、 C_2 が14cm ($H_2=1\text{cm}$, $L_2=5\text{cm}$, $W_2=3.5\text{cm}$)の測定値である。

解析結果よりインピーダンス特性は、800~950MHzの周波数の範囲で変化が少なく、広帯域な特性を示している。また、 $C_2=14\text{cm}$ では動作周波数 $f_1=880\text{MHz}$ および $f_2=930\text{MHz}$ の2周波で共振点を有し、その時の抵抗値は約50~80 Ω となり目的にあった特性が得られた。ここでは、アンテナ $\#A_1$ が受信用、アンテナ $\#A_2$ が送信用として動作するが、受信用アンテナの形状を固定し、送信用アンテナの形状のみを変えているため、 C_2 が長くなるとその f_2 の共振点が低い周波数に移動することがわかる。この場合、 f_1 の共振周波数には影響を与えないことも判明した。

本アンテナの設計に当たっては、第3章の変形伝送線路型アンテナの解析結果を参考に行なった。低姿勢変形伝送線路型アンテナでは、図3.10(b) $L=0.2\lambda_0$ の形状のとき動作周波数と共振周波数が一致し、設計が容易であることを述べた。しかし、この形状で低姿勢双変形伝送線路型アンテナを形成しても図3.14(b)で示すようにアンテナ間の相互結合により共振周波数が低い方にずれる特性となる。従って、本アンテナ $\#A_1$ と $\#A_2$ の動作周波数 f_1 , f_2 は共振周波数と一致しないことが推測される。そのため、アンテナの形状は、希望とする2周波である $f_1=880\text{MHz}$ と $f_2=930\text{MHz}$ で共振点を有し、しかも目的とする抵抗値が得られるまで種々のアンテナの形状について数値計算を繰り返し行い、最終的に目的に合った最適なアンテナ形状を求めている。

図4.10は、特性インピーダンス $Z_0=50\Omega$ の同軸給電線に対するVSWR特性を示す。VSWRが2以下の帯域幅は、800~950MHzの150MHzであり、比帯域に換算すると16%の比較的広い帯域が得られた。一方、最も良好なVSWRは、 C_2 がいく

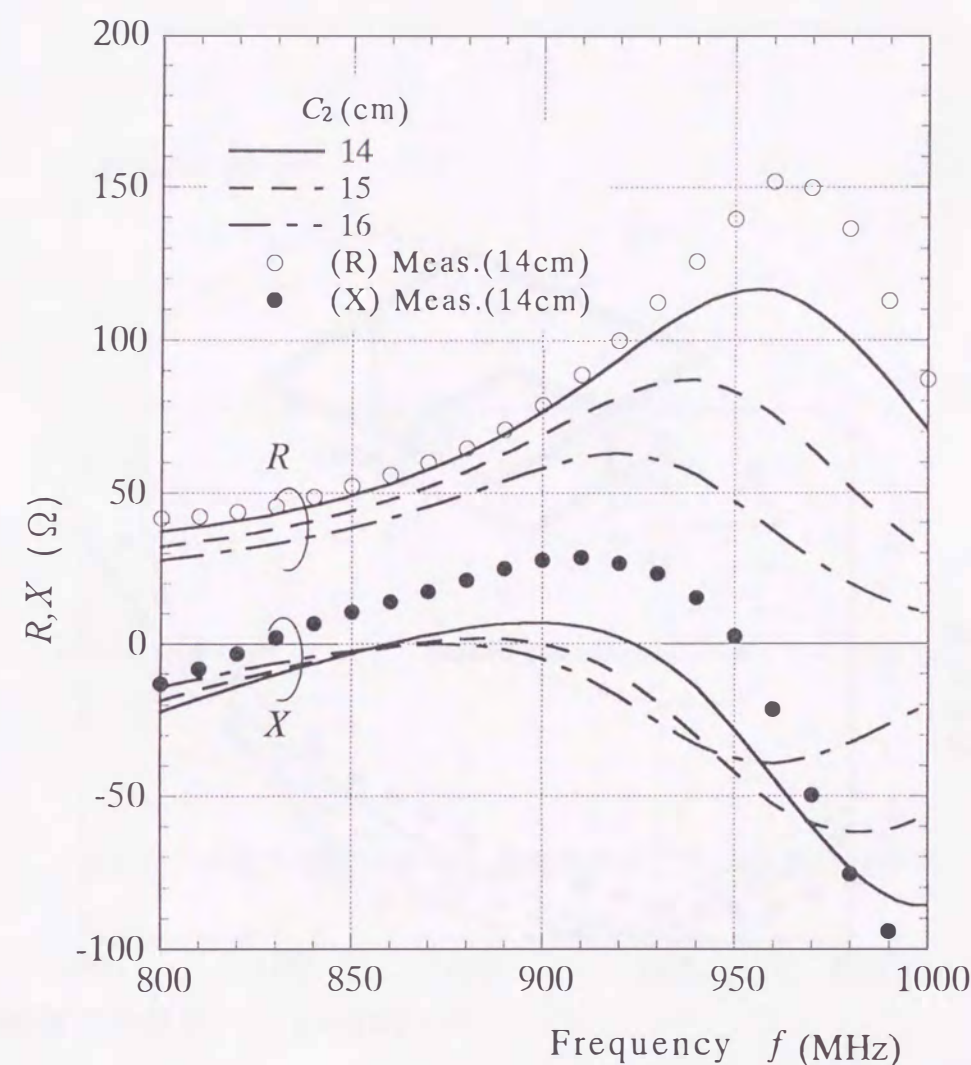


図4.9 自動車電話用変形伝送線路型アンテナの入力インピーダンス特性

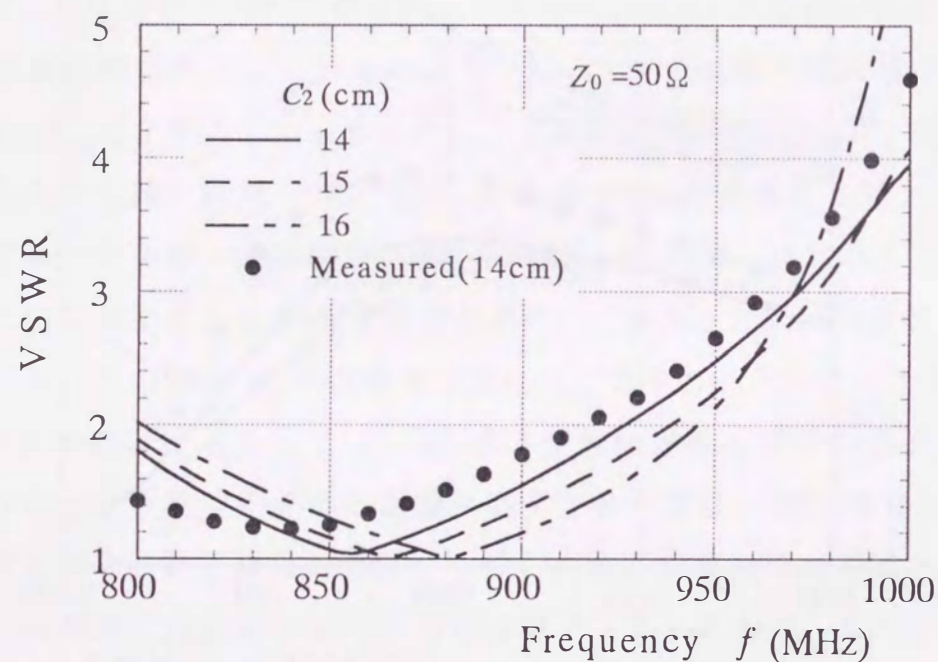


図4.10 自動車電話用変形伝送線路型アンテナのVSWR特性

これらのパラメータでも、約1.0の低い値を得ており、給電線との整合が容易であることがわかる。

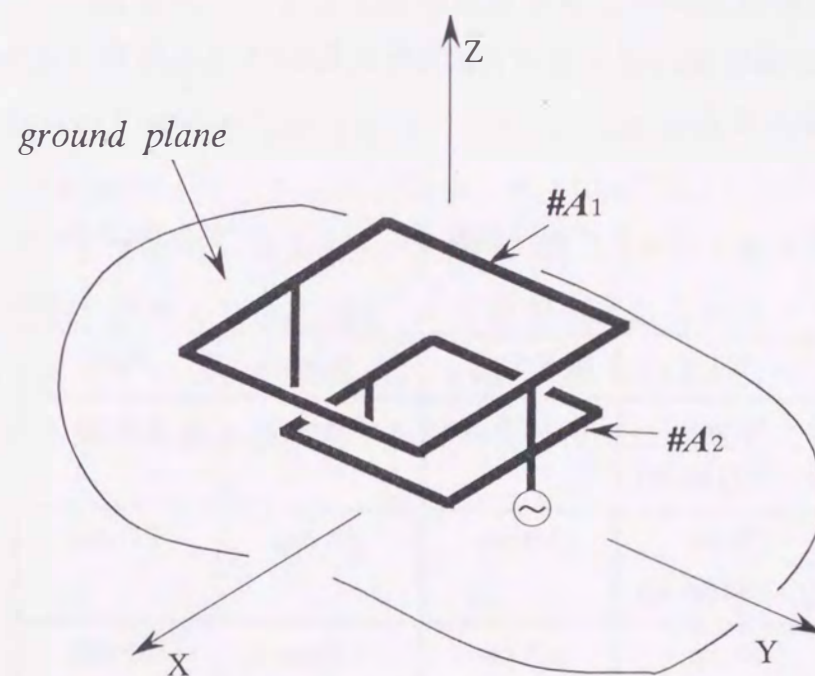


図4.11 自動車電話用変形伝送線路型アンテナとその座標系 (二重構造)

○二重構造アンテナ

図4.7の2周波共用のアンテナは、Y軸方向に長く比較的大型となり、自動車等の移動体に設置するには広い場所を必要とし都合が悪い。そこで、小型化するために#A₁のアンテナの内部に#A₂のアンテナを格納し、二重構造にした自動車電話用変形伝送線路型アンテナの一例を図4.11に示す。アンテナ解析は、アンテナ#A₂の素子の位置座標のみの情報を変えることで、式(4.2)を再び用いてアンテナの電流を求めることができる。以下の数値計算ではアンテナ#A₁の大きさは、先の二重構造にしないときのC₁=18cm (H₁=3cm, W₁=3cm, L₁=6cm)に固定する。

図4.12は、二重構造の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し、図(b)の○、●印は、C₂=14cmの測定値である。

この特性図は、アンテナ#A₂のH₂を1cmに固定し、L₂の素子長を図(a)が3cm、図(b)が5cm、図(c)が7cmと変えた場合の特性を示す。いずれの特性もC₂をパラメータとしており、それぞれ14、15、16cmである。この場合、W₂はC₂=L₂+2(H₂+W₂)の関係より求められ、C₂、L₂に対するその値を下記の表4.1に示す。

特に、L₂=7cmの場合は、アンテナ#A₁の素子長L₁=6cmより長くなるためアンテナはY軸方向に若干長くなる。

表4.1 アンテナ#A₂の素子C₂、L₂に対するW₂の長さ
(H₂=1cm)

C ₂ \ L ₂	3 cm	5 cm	7 cm
14 cm (f=1071MHz)	W ₂ =4.5 cm	3.5 cm	2.5 cm
15 cm (f=1000MHz)	5.0 cm	4.0 cm	3.0 cm
16 cm (f=937MHz)	5.5 cm	4.5 cm	3.5 cm

この図で、図4.12(b)のインピーダンス特性は、先の二重構造にしないアンテナと各素子寸法が同じ場合であるが、二重構造にしないアンテナの特性と比較すると、第一共振周波数が若干低い周波数に移動している他は、双方のインピーダンス特性に特に大きな差は生じていない。このように二重構造の変形伝送線路型アンテナは相互結合が比較的小さく小型化が可能である。

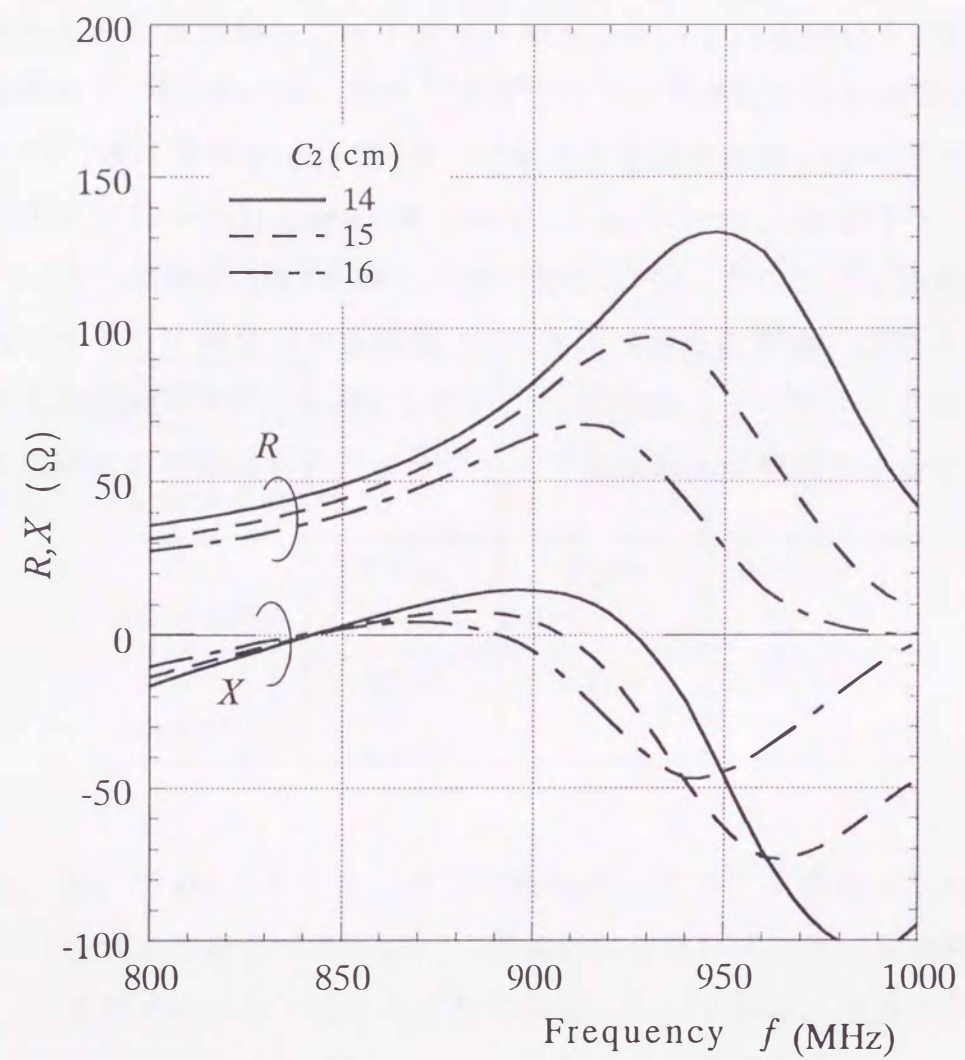
また、素子長C₂(W₂)に対する特性の変化は、第4.3.2節で述べたように、ここでもC₂が長くなるにつれ抵抗、リアクタンス値共に変化は少なくなり広帯域な特性となるが、本来の目的である周波数から共振点が低い方にずれる傾向となる。従って、送受信の2周波の周波数帯域を考えるとアンテナ#A₂の形状は、C₂=14~16cmにおいてL₂=3~5cmの範囲で設計すれば満足する2周波共用のアンテナが得られることになる。

図4.13、図4.14は、特性インピーダンスが50Ωの同軸給電線に対するVSWR特

性およびX軸方向の動作利得を示す。ここでは、C₂が14cmの場合にL₂を3、5、7cmと変化した特性である。●印は、L₂=5cmの測定値をプロットしている。

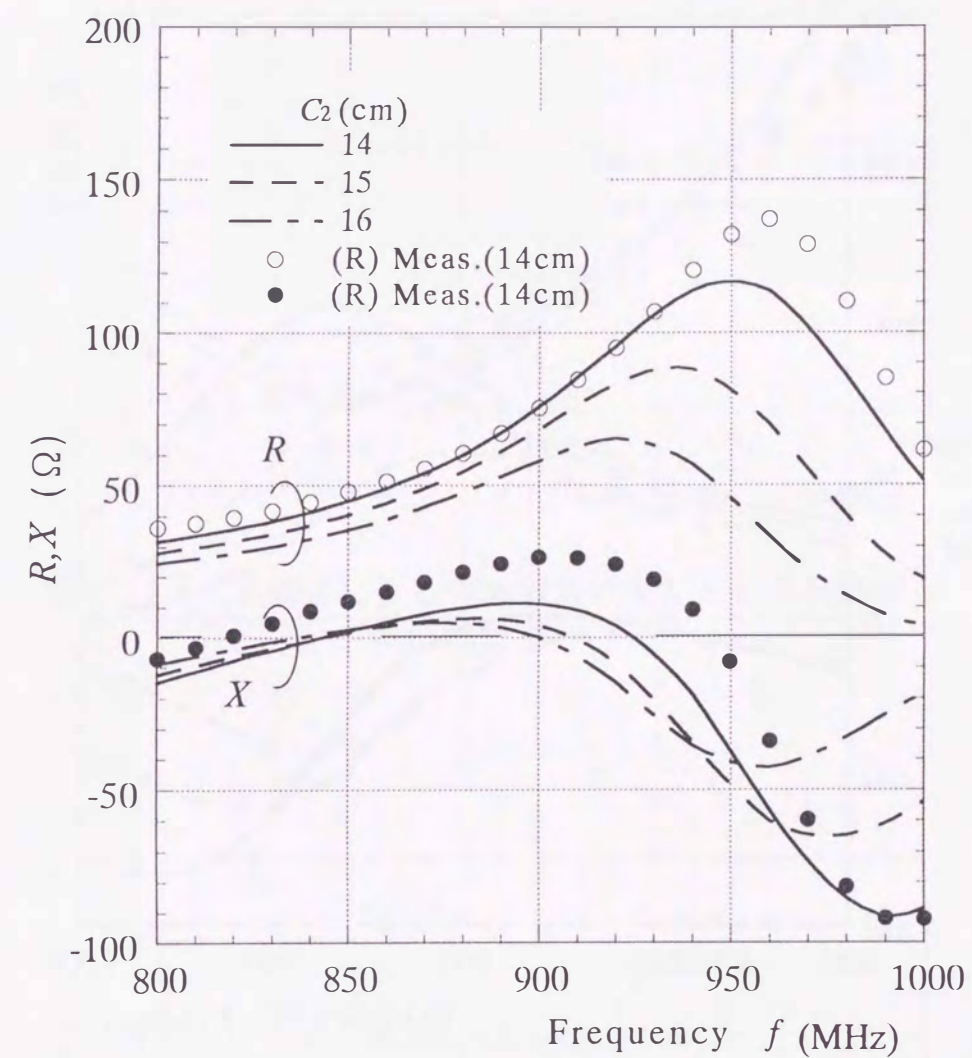
VSWR特性で2以下の帯域は15%得ており、変形伝送線路型ジグザグアンテナに比べて約3倍の広帯域な特性が得られた。これは、携帯電話では送信周波数と受信周波数が8%分離されていることから考えてもこの周波数帯域を十分カバーしており2周波共用が可能なアンテナである。一方、VSWRが2以下の周波数帯域における動作利得は、緩やかな変化を示し1.8~2.4dBiが得られた。

図4.15は、f=900MHz、C₂=15cm(L₂=5cm、W₂=4cm、H₂=1cm)での垂直偏波成分の指向特性を示している。図(a)がX-Y面内、図(b)がZ-X面内、図(c)がZ-Y面内である。ただし、参考のために図4.7の二重構造にしないアンテナの指向特性を同図に破線で示している。指向性は、-Y軸とY軸方向ではX軸方向よりも放射が若干弱くなるものの移動体通信用アンテナとしてほぼ満足する指向性を得ている。



(a) $L_2 = 3\text{cm}$

図4.12 二重構造による自動車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



(b) $L_2 = 5\text{cm}$

図4.12 二重構造による自動車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

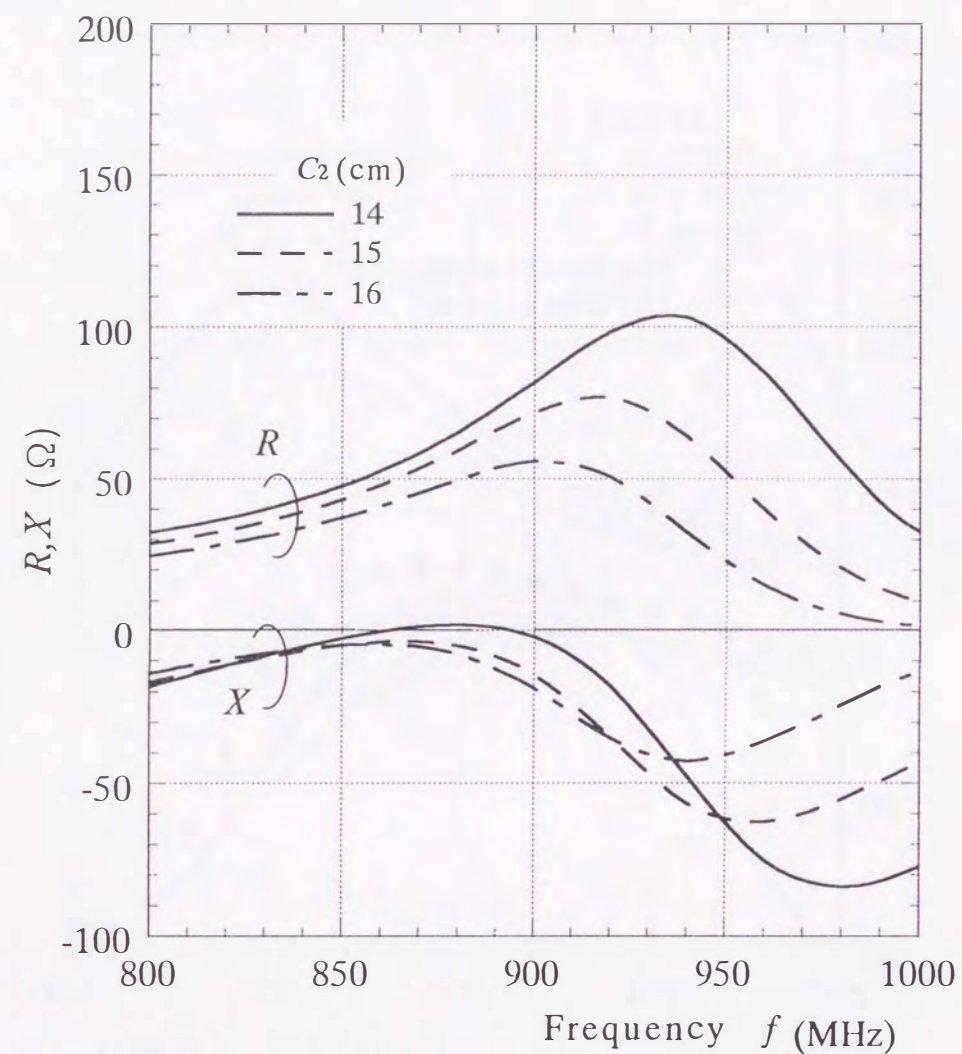
(c) $L_2 = 7\text{cm}$

図4.12 二重構造による自動車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

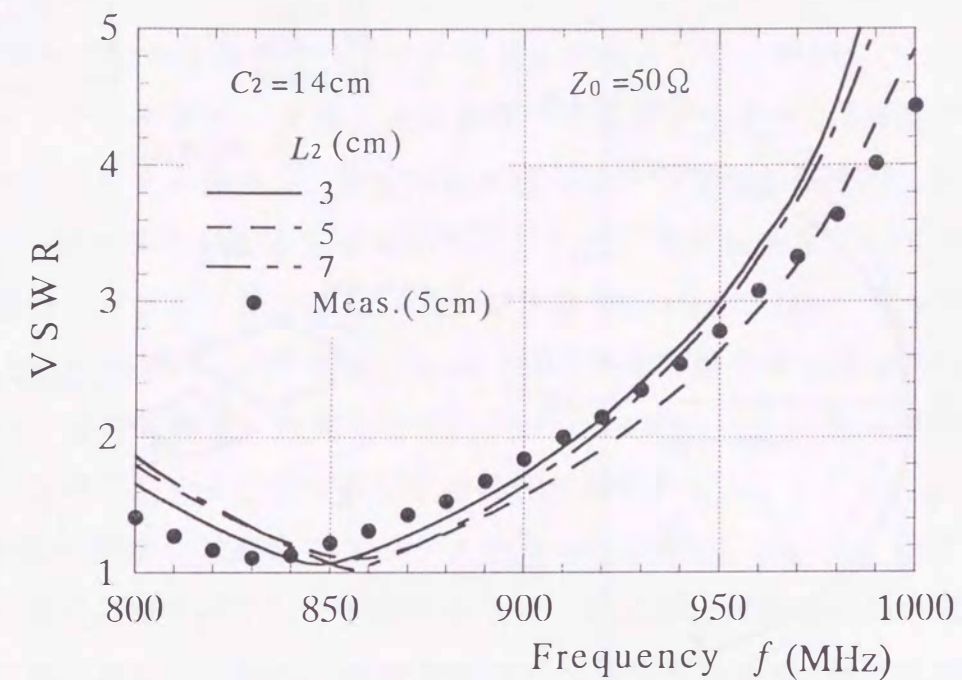


図4.13 二重構造による自動車電話用変形伝送線路型アンテナのVSWR特性

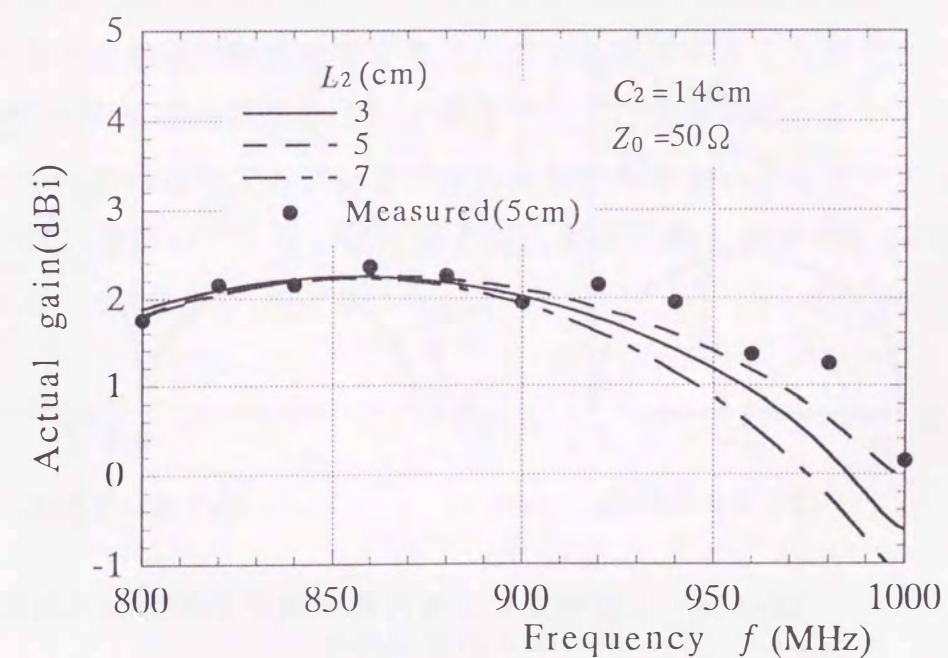


図4.14 二重構造による自動車電話用変形伝送線路型アンテナの動作利得特性

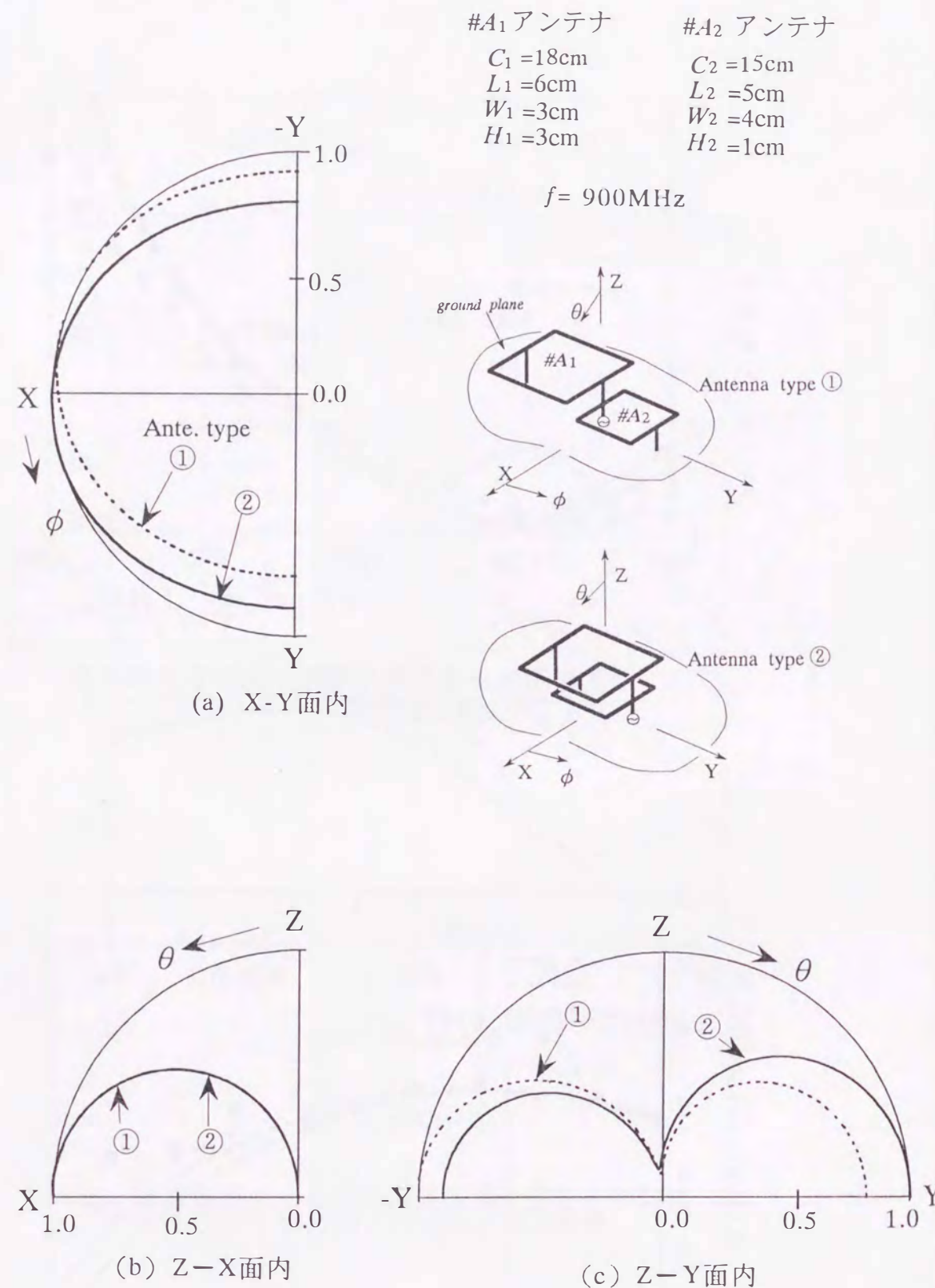


図4.15 二重構造による自動車電話用変形伝送線路型アンテナの指向特性

4.4 むすび

第4章では、自動車電話用アンテナの開発を目的として、第3章で示した変形伝送線路型アンテナを基に、変形伝送線路型ジグザグアンテナと2周波共用の変形伝送線路型アンテナを提案し、数値解析を行い実用的な面から検討した。

その結果、基本構造の変形伝送線路型アンテナの水平素子をジグザク化した変形伝送線路型ジグザグアンテナは、動作周波数900MHzに対し、アンテナ寸法を $C=0.61\lambda$ ($H=0.057\lambda$, $W=0.09\lambda$, $L=0.069\lambda$ および整合素子長 $M_s=0.027\lambda$) で設計すれば、無指向性で、動作利得が約2dBi, VSWR2以下の帯域が50MHz得られ自動車電話用アンテナとして満足する特性が得られた。

一方、低姿勢変形伝送線路型アンテナを用いた2周波共用のアンテナでは、構造的にやや複雑となるがアンテナ形状をうまく選べば、共振は自動車電話の2つの周波数帯内に存在し、50Ωの給電線に対して整合が容易な2周波共用のアンテナを設計することができた。2周波を含む帯域でのインピーダンス特性は、抵抗、リアクタンス共に変化が少なく広帯域な特性が得られ、特に、特性インピーダンスが50Ωの給電線に対するVSWRが2以下の周波数帯域幅は150MHz得られており、これは自動車電話の送受信の2周波870~940MHzにわたる帯域幅70MHzを十分カバーできるものである。本アンテナの高さが0.09λの低姿勢アンテナであることを考えると広帯域な特性を有するアンテナを実現することができた。

また、本アンテナを二重構造にした場合でも、二重構造にしないアンテナの場合と同等の特性が得られ、本アンテナが相互結合が少ないアンテナであることが判明した。この場合のアンテナは、高さが0.09λ、縦、横が約0.18×0.18λの容積に収まり、小型化が可能となった。