

2 周波共用分岐素子付き変形伝送線路アンテナの特性*

公文保則**
 築地武彦**

A Dual-frequency Modified Transmission Line Antenna with a Branch Element

Yasunori KUMON and Takehiko TSUKIJI

Recently, antennas with a dual-frequency and wide-band characteristic are required for a mobile telephone and intelligent transport systems(ITS).

We developed a dual-frequency modified transmission line antenna(MTLA) using a branch element added near the feedpoint for a mobile telephone and properties of this antenna are analyzed by means of the moment method.

In this paper, we introduce two kinds of dual-frequency MTLA using a straight branch element and a Γ type branch element, for practical application to the mobile telephone ($f_0=900\text{MHz}$, $f_2=1,500\text{MHz}$).

It is easily possible to adjust an operating frequency of this antenna by changing a size of a branch element.

As the results, we obtain that the band width of return loss $\leq -10\text{dB}$ is 100MHz and the gain is about 2~4dBi for both mobile telephone operating frequency $f_0=900\text{MHz}$ and $f_2=1,500\text{MHz}$. The characteristic of this antenna is useful for mobile telephone.

Moreover, it is concluded that the MTLA with a Γ type branch element achieves a dual-frequency antenna with smaller size. And, for further application of the this antenna to mobile communication, we are also presented the precise design data of the resonance frequency and it resistance with respect to size of a Γ type branch element. Validity of the theory is confirmed by comparison with experiments.

Key Words: Mobile Telephone, Moment Method, Return Loss, Dual-Frequency, Modified Transmission Line Antenna, Branch Element

1. まえがき

近年、自動車電話システムや高度道路情報交通システム (ITS) 等の移動体通信の普及は著しい。これらのシステムでは複数の周波数で運用されているため、自動車搭載用アンテナは小型で、多周波共用や広帯域な特性を有するアンテナが要求されている^{(1)~(3)}。

線状素子による多周波共用アンテナは、これまで様々な種類のものが開発されているが、多周波化の方法とし

ては、主にインピーダンス素子装荷^{(4), (5)}によるものや励振素子の近くに無給電素子(平行線装荷)を配置^{(6)~(7)}する手法がよく利用されている。特に後者は、励振素子の周囲に複数の無給電素子が容易に配列でき、また比較的広帯域な特性が得られることから、最近の移動体通信の多周波共用アンテナに広く応用されている。励振素子としては主にダイポールアンテナ⁽⁶⁾、逆F型アンテナ⁽⁷⁾、T型モノポールアンテナ⁽⁸⁾が利用され、無給電の寄生素子にも励振素子と類似のものが利用される場合が多いが、アンテナの小型化のため複雑に折り曲げた寄生素子を使ったアンテナも開発されている⁽¹⁰⁾。しかし、このような多周波共用アンテナは、励振素子の給電点の近くに無給電

* 平成15年11月30日受付

** 電子情報工学科 通信システム

素子を多数配列するためアンテナの設計が容易ではなく、アンテナの給電点付近が煩雑となる欠点がある^{(3),(7),(11)}。また、無給電素子配列の多周波共用ダイポールアンテナはアンテナが半波長と長く、大型になるため、小型化や低姿勢化が要求される移動体用アンテナにはやや不向きである^{(6),(8)}。

著者らは、先に移動体通信用の2周波共用アンテナとして、変形伝送線路アンテナ (MTLA: Modified Transmission Line Antenna) と逆L型素子を組み合わせた2周波共用変形伝送線路アンテナを提案し、このアンテナが低姿勢で利得が高く、自動車電話の900MHzと1,500MHzの2周波で動作するアンテナであることを報告している⁽⁹⁾。しかし、このアンテナの場合も励振素子の近くに無給電素子を配置する構造のアンテナであり、構造的にやや複雑であるなどの問題点がないわけではない。

そこで本論文では、変形伝送線路アンテナに分岐素子を付加するという簡単な方法で2周波共用アンテナを実現し、その応用例として自動車電話の周波数帯による解析結果について示している。最初、2章では直線状の分岐素子を用いた2周波共用MTLAの構造を述べ、分岐素子の長さによって一方の共振周波数を広い範囲で変えることができることをリターンロス特性より示し、更に、電流分布特性より、本アンテナが2周波で動作するメカニズムについて明らかにする。また、指向特性では、分岐素子が放射特性に与える影響を垂直、水平面内特性から調べ、分岐素子が無い場合の特性と比較検討している。

次に、3章ではΓ型の分岐素子を用いた2周波共用MTLAを提案している。ここでは、2章で示した直線状の分岐素子をΓ型に折り曲げてアンテナの小型化を図った場合でも良好な2周波特性が得られることや、折り曲げ長に対する共振特性を詳細に解析し、2周波共用アンテナ設計のための基礎データを示している。更に、基礎データを利用して、自動車電話の周波数帯で動作する複数個のアンテナを設計し、具体的なアンテナ寸法と特性を示している。最後に、本アンテナの幅広い利用を考えるため、天頂方向の放射特性について明らかにしている。また、これらの計算結果は、測定との比較によりその妥当性を示している。

2. 直線状の分岐素子を用いた2周波共用MTLA

2.1 アンテナ構造

図1は、無限導体板上に設置した分岐素子付き2周波共用MTLAとその座標系を示す。

ここで、素子abcdefの部分にMTLAであり、分岐素子はMTLAの屈曲部b点からX軸方向に配置し、その長さをSとする。

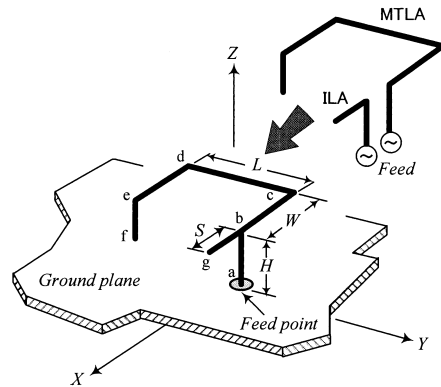


図1 分岐素子付き2周波共用変形伝送線路アンテナ

本アンテナは、同図の上部に示すように、逆L型アンテナ (ILA: Inverted-L Antenna) と MTLA を並列接続した複合アンテナと見ることができる。ここで、素子abcdefで構成されるMTLAを動作周波数 f_0 で、素子abgで構成されるILAを希望とする動作周波数 f_2 で共振するように設計して、これらの2周波で動作する共用アンテナの実現を意図したものである。なお、MTLAに付加する分岐素子の配置方法は、種々あるのでこの件については2,3で詳しく述べる。

アンテナを解析するに当たって、MTLAとILAの各素子パラメータは、次のように設定している。

MTLAは、これまで述べてきたように垂直偏波を水平面内に放射し、利得は2本の垂直素子の間隔、放射抵抗は垂直素子の高さを変えて調整できるもので、垂直素子を H 、水平素子を W 、 L として、アンテナ長 $C_0 = 2(H+W) + L$ を、動作周波数 f_0 (または第1共振周波数と呼ぶ)に対して半波長に設定する。例えば、利得は最大で4dBi、放射抵抗は高さ $H = 0.09\lambda$ で 50Ω 、更にVS $WR \leq 2$ の帯域は10%得られており、低姿勢なアンテナの割には比較的広帯域な特性を持つアンテナであり、様々な組み合わせアンテナの基本素子として利用できることが特徴である。ここでは f_0 を自動車電話の周波数900MHzに選んだ場合の具体的なMTLAの寸法は $H = 3\text{cm}(0.09\lambda_0)$ 、 $W = 3\text{cm}(0.09\lambda_0)$ 、 $L = 6\text{cm}(0.18\lambda_0)$ となる。このとき、全長 C_0 は18cmとなるが、これは f_0 に対して $0.54\lambda_0$ となる。ここで、 λ_0 は f_0 に対する波長であり、また、素子半径 a は $0.5\text{mm}(0.0015\lambda_0)$ である。

一方、垂直素子 H と分岐素子 S からなるILAは、素子全長 $C_2 = H + S$ を、動作周波数 f_2 (または第2共振周波数と呼ぶ)に対して $\lambda/4$ の長さ設定する。

しかし、MTLAとILAのアンテナを並列接続して給電系を1つにした2周波共用アンテナの共振特性は、これらの素子の相互結合の影響により、自由空間波長を基

に設計した値からずれており、後述するように S の長さを調整して補正を行う必要がある。

2.2 アンテナ特性

2.2.1 リターンロス, 利得特性

図2は、 $Z_0=50\Omega$ に対するリターンロス特性を示す。ここでは、 f_2 を1,350, 1,500, 1,650MHzに選び、これらの周波数で共振するように S の長さを調整した結果である。その最適な S の長さは3.5, 2.5, 1.5cmとなる。同図で、●印は $f_2=1,500\text{MHz}$ ($S=2.5\text{cm}$) の測定結果である。

図から、希望とする周波数 f_2 に対して最適な S の長さを選べば、いずれの場合もリターンロス $< -10\text{dB}$ の帯域が100MHz程度得られており、2周波共用アンテナとして動作することが明らかである。この結果から、例えば $S=2.5\text{cm}$ に設定すると $f_0=900\text{MHz}$ と $f_2=1,500\text{MHz}$ で共振し、本アンテナが自動車電話用の2周波アンテナとして利用できることが分かる。

分岐素子を取り付けた2周波アンテナの動作原理は、次の電流分布の項で説明するが、給電点から分岐素子 S 含む逆L型素子の長さ C_2 は、 $f_2=1,350\text{MHz}$ では $C_2=0.292\lambda_2$ 、 $f_2=1,500\text{MHz}$ では $C_2=0.275\lambda_2$ 、また $f_2=1,650\text{MHz}$ の周波数に対しては $C_2=0.247\lambda_2$ となり、第2共振周波数 f_2 を低く選ぶほど、 C_2 の長さは $\lambda/4$ より長く設定しなければならないことが分かる。文献⁽⁹⁾で示したように逆L型素子を近接配列し、MTLAとで先端短絡のトラップを構成した2周波共用MTLAも、ここで得られたのと同様の2周波特性や帯域特性を示すが、本アンテナはMTLAに直線状素子を付加するという簡単な方法で2周波共用のアンテナが実現できる点が特徴である。

また、点線は、 $f_0=900\text{MHz}$ で設計したMTLAの単独の特性を示しているが、この共振周波数と、分岐素子を取り付けて2周波化を行った場合との差はほとんどな

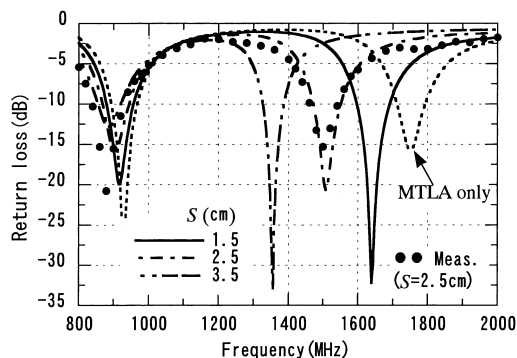


図2 分岐素子の長さ S を変化したリターンロス特性

く、分岐素子 S による影響は少ないことが分かる。

図3は、水平方向の指向性利得 (dBi) を示す。ここで、パラメータ S は図2の場合と同じ1.5, 2.5, 3.5cmである。図より、利得は、 S の値がいずれの場合も f_0 付近では一定の利得2dBi程度が得られ、 S に対する利得の変化がない。一方、 f_2 では S の長さで変化し、 $S=1.5\text{cm}$ の $f_2=1,650\text{MHz}$ では4.2dBi、 $S=2.5\text{cm}$ の $f_2=1,500\text{MHz}$ では3.8dBi 更に $S=3.5\text{cm}$ の $f_2=1,350\text{MHz}$ では3dBiの利得が得られており、 S の長さに比例して共振周波数 f_2 の点での利得が若干低くなる傾向を示すが、いずれの場合も f_2 の周波数で最大となる利得特性となっている。

2.2.2 電流分布

図4は、 $S=2.5\text{cm}$ のときの電流分布を示し、(a)が $f=900\text{MHz}$ 、(b)が $f=1,500\text{MHz}$ である。ここで、縦軸は給電点に1Vの電圧を加えたときの振幅 (mA) と位相 (rad.) を、横軸は給電点 a から短絡点 f まで MTLA の素子に沿った距離であり、途中の▽印は曲局部の位置 b, c, d, e を示す。なお、分岐素子 S の部分の電流は、図の横軸 b から g の位置に示す。また、点線は、分岐素子がない MTLA 単独の電流分布を示し、一点鎖線は、ILA のみの場合で、 $S=2\text{cm}$ 、 $H=3\text{cm}$ の結果を示す。

これらの図から $f=900\text{MHz}$ では、垂直素子 H の電流は、素子 S と W の位相がほぼ同相であり、これらの素子の電流の和に等しい。一方、この周波数に対しては ILA の長さは 0.165λ と短いため、分岐素子 S の電流分布は極めて小さくなっている。そのため、 H の電流は、MTLA が単独の場合に比べさほど大きく増加せず、分岐素子が MTLA の本来の特性に与える影響は小さいことが分かる。

一方、 $f=1,500\text{MHz}$ では、分岐素子がない MTLA の電流分布は、点線で示すように $3/4\lambda$ に近い分布となることから給電点の電流は小さく、そのため入力抵抗が高くなりリターンロスは高くなる。しかし、長さ $S=$

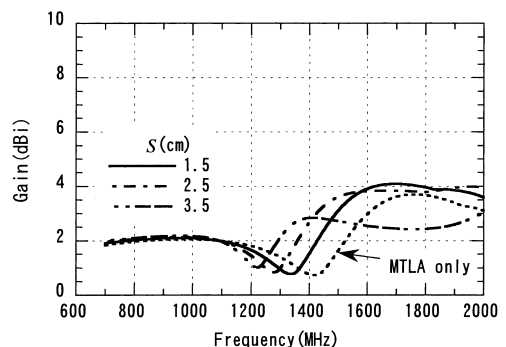


図3 分岐素子の長さ S を変化した利得特性

2.5cm の分岐素子を取り付けると、ILA の長さ C_2 は $0.275\lambda_2$ (約 $\lambda/4$) となるため共振し、大きな電流分布となる。この場合、分岐素子 S に対し W の位相が 180° 程度異なるため、垂直素子 H の電流は、これらの素子の電流の差となるが、MTLA の素子 W の電流が小さい

ため、 H の電流はさほど小さくならない。その結果、抵抗が低下し、リターンロスは低くなる事が分かる。

2.2.3 指向特性

図5は $f=900\text{MHz}$ 、図6は $f=1,500\text{MHz}$ のときの E_θ 成分による指向特性を示す。図(a)が X - Y 面内、(b)が Z - X 面内、(c)が Z - Y 面内で、いずれも $S=2.5\text{cm}$ の場合である。図で、点線は分岐素子が無い場合、いわゆる MTLA が単独のときの特性を示す。

図5より、900MHz の水平面内 (X - Y plane) 指向性は、周方向偏差が 1dB 以下であり、ほぼ無指向性となり良好な指向性となっている。一方、垂直面内指向性は、 Z - Y 面内の天頂方向 (Z 軸) でヌルを有する指向性となるが、 Z - X 面内では天頂方向で -10dB の放射が見られる。これは、本来 MTLA の 2 本の水平素子 W 部分から E_θ

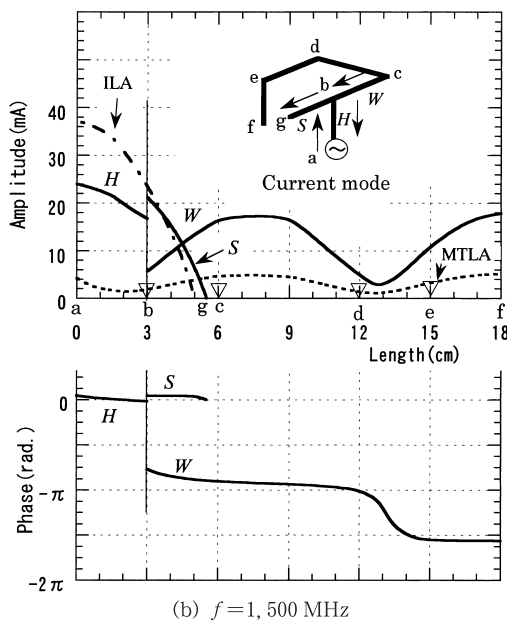
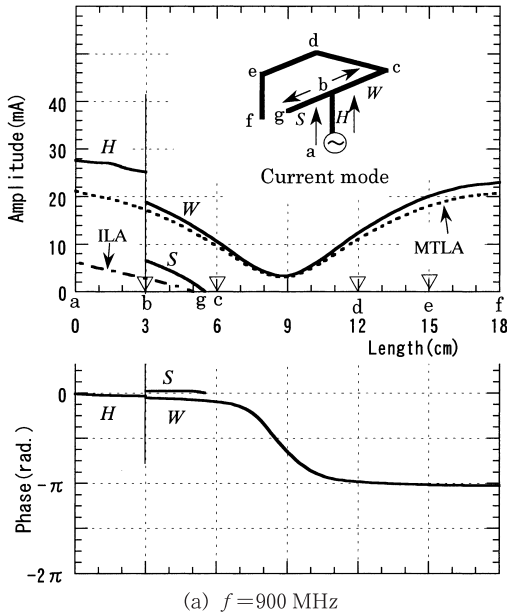


図4 電流分布

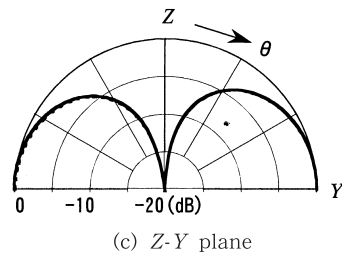
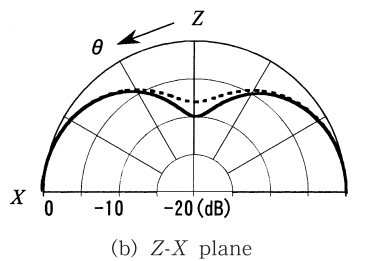
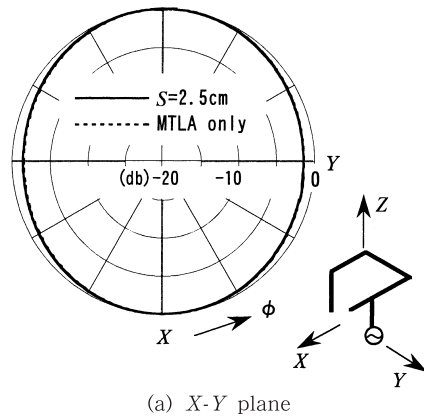


図5 指向特性 ($f=900\text{ MHz}$)

成分の電界を放射しているが、分岐素子を取り付けると電流分布の項で示したようにSの部分の電流方向がWと逆向きになるため、天頂方向の電界は、MTLAが単独の場合よりも若干弱められて放射し、図で示すように放射レベルは、分岐素子を付けない場合に比べ2dB低くなっていることが分かる。

一方、図6より、1,500MHzの水平面内指向性は、電波を-Y軸方向に強く放射し、X軸方向でヌルを有する特性となっている。これは、MTLAの2本の垂直素子電流による配列効果によるものであり、指向性がシャープになったことで-Y軸方向の利得は、4dBの高い値となる。次に、垂直面内指向性で、特にZ-X面内の指向特性は、分岐素子を取り付けた場合と分岐素子が無い場合とで指向性に大きな差が現れている。これは、Z-X

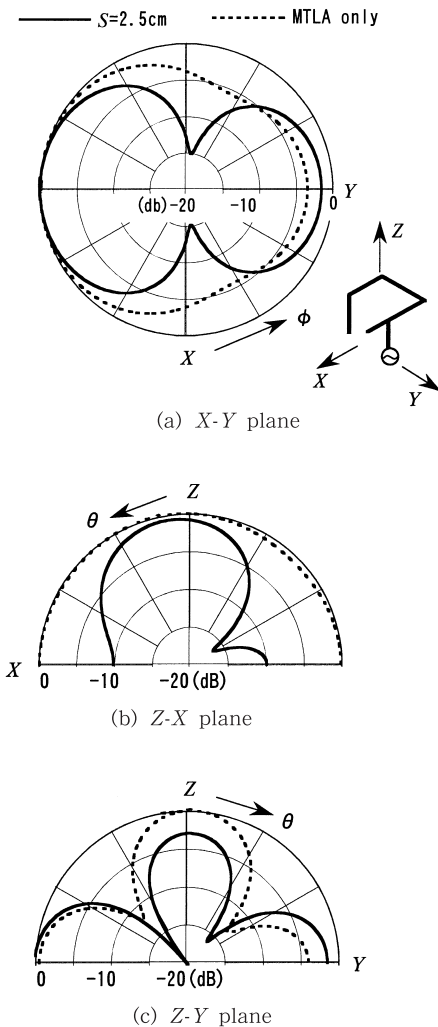


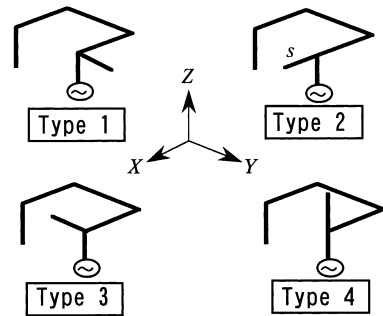
図6 指向特性 ($f=1,500$ MHz)

面内の E_{θ} 成分が図4 (b) で示すように分岐素子SとWの電流が同じ方向となり、天頂方向の電界はSとWの電界が足し合わされたものが放射されるため、MTLAが単独の場合に比べビームが鋭くなっていると考えられる。

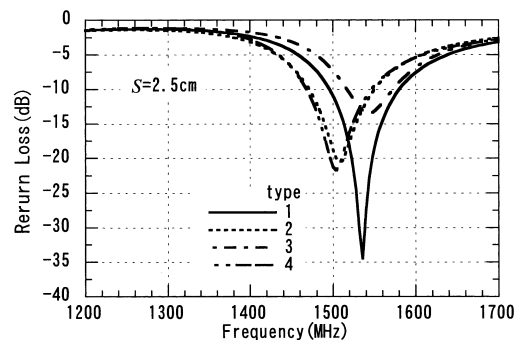
以上の結果から、分岐素子が指向特性に与える影響は、第1共振周波数ではほとんど無く、いずれの面内もMTLAが単独と同じ指向特性を示すが、第2共振周波数では、特にX-Y面内とZ-X面内の放射パターンで比較的顕著に現れることが判明した。なお、本アンテナの水平偏波成分は、水平面内では零である。

2.3 分岐素子の設置位置に対する特性

図7は、分岐素子の取り付け位置に対するリターンロス特性を示す。分岐素子の取り付け位置は、図(a)で示すようにType1がMTLAのY軸方向、Type2がX軸方向、Type3が-Y軸方向、Type4が天頂方向の4種類である。いずれの特性もS=2.5cmの場合であるが、 $f_0=900$ MHz付近のリターンロス特性は、MTLAが単独の場合とほとんど差が無いので省略している。図より、いずれのタイプのアンテナもリターンロス < -10 dBの



(a) 分岐素子の取り付け位置



(b) リターンロス特性

図7 分岐素子の取り付け位置に対するリターンロス特性

帯域が得られ2周波共用アンテナとして動作していることが分かる。しかし、分岐素子をMTLAに内蔵したType3のアンテナは、小型な2周波アンテナを構成できるが、リターンロスの帯域が他のタイプに比べ狭い特性となる。これは、次の図8のインピーダンス特性で分かるようにType3の場合は共振時の抵抗が約30Ωと低くなることに起因している。

図8は、インピーダンス特性を示す。図より、共振周波数は、Type2とType4のアンテナは、目的とする周波数 $f_2=1,500\text{MHz}$ で共振するが、Type1とType3のように分岐素子をY軸(-Y軸)方向配置の場合は、 f_2 より約50MHz(3%)高い1,550MHzに移動する特性となることが分かる。すなわち、同一周波数 f_2 で動作させるには、Type3の分岐素子長はType2より長く設計しなければならない。

3. Γ型分岐素子を用いた2周波共用MTLA

2.では、MTLAに直線の分岐素子を設置し、分岐素子の長さを適当に変えることで2周波共用のアンテナを実現できることを述べた。ここでは、アンテナの小型化を図るため直線状の分岐素子をΓ型に折り曲げた2周波共用アンテナについて述べるが、更に、幅広い応用を考えるためΓ型分岐素子の各パラメータを変えた場合の詳細な共振特性(共振周波数, 抵抗)について解析する。

また、Γ型分岐素子の形状が異なる自動車電話用2周波アンテナをいくつか設計し、その形状に対するリターンロス, 指向特性を比較, 検討する。

図9は、分岐素子をΓ字型に折り曲げた2周波共用MTLAを示す。ここで、Γ型の分岐素子は、図1で示した長さ S の分岐素子を分岐点 b から長さ D の部分で素子 H と平行になるように地板方向に折り曲げた構造であり、折り曲げた垂直素子長を T とする。その結果、逆U型素子 $abgh$ で構成される部分の全長 C_2 は $H+S$

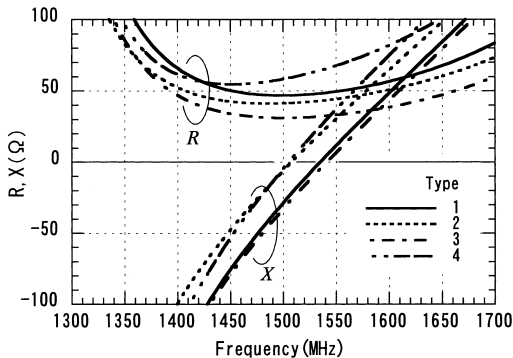


図8 分岐素子の取り付け位置に対するインピーダンス特性

で表される。また、 δ は地板と素子 T の間隔で $H-T$, $S=D+T$ である。

3.1 リターンロス, 利得特性

図10は、折り曲げた垂直素子長 $T=2.0\text{cm}$ ($\delta=1.0\text{cm}$)に固定し、水平素子 D の長さを変えた場合のリターンロス特性を示す。ここでは、図2の特性と比較するため D を $0.5\sim 2.0\text{cm}$ まで 0.5cm 間隔で解析した。

図より、素子の長さ D がいずれの場合も、第1, 第2共振周波数で良好なリターンロス特性を得ており、2周波特性を有するアンテナとなっている。 $f_2=1,500\text{MHz}$ で動作させるには、 $D=1.0\text{cm}$ に設定すればよいことが分かる。これは分岐素子を折り曲げないときの特性($S=2.5\text{cm}$)と比べ、分岐素子の水平長で40%短くなり、更なるアンテナの小型化に有効である。本アンテナの場合は、 $C_2=6.0\text{cm}$ であり1,500MHzの周波数に対して $0.3\lambda_2$ となるが、先に示した分岐素子を曲げないアンテナの場合、 C_2 は $C_2=0.275\lambda_2$ の結果を得ており、分岐素子を曲げて2周波化を行う場合は、分岐素子の長さが曲げない場合に比べ若干長く設定しなければならない。

また、 D が長くなると逆U型素子の全長が長くなるため、当然 f_2 の共振周波数は低域に移動するが、 f_0 のリターンロス $< -10\text{dB}$ の帯域が狭くなること分かる。これは、分岐素子を長くして、第2共振周波数を f_0 に近づけると、 f_0 における分岐素子の電流が増加し、その結果 H の部分の電流が増大する。このことは分岐素子を折り曲げない場合の特性(図2)でも見られる。このよ

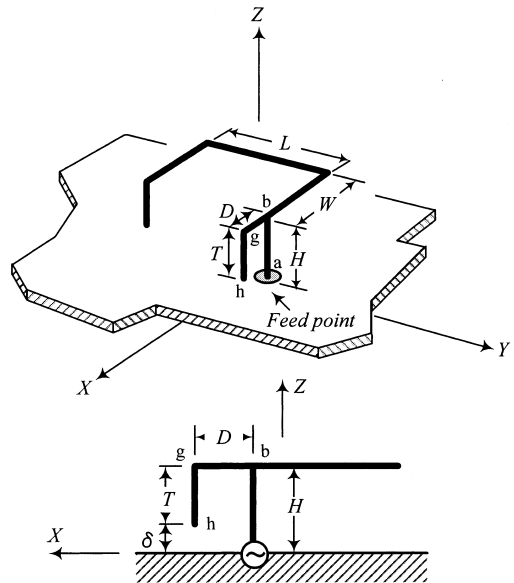


図9 Γ型分岐素子付き2周波共用変形伝送線路アンテナ

うな理由から本アンテナは、 f_2 を f_0 の近くで動作させて利用する2周波共用アンテナ (または広帯域アンテナ) にはやや不向といえる。

図11は、図10のパラメータによる利得特性を示す。図より、先に示した分岐素子を折り曲げない特性 (図3) 結果と比較すると、ほぼ同じ特性を得ており、分岐素子を折り曲げて小型化を図っても利得特性に与える影響は少ないことが判明した。

図12は、 $S=2.5\text{cm}$ に固定し、 $D=0.5, 1.0$ および 1.5cm と変えた場合のリターンロス特性を示す。図で点線は、分岐素子を折り曲げない場合、 $S=2.5\text{cm}$ の特性である。

図より、 D の間隔を狭くするほど第2共振周波数は高い方へ移動し、 $D=0.5\text{cm}$ では分岐素子を折り曲げない場合に比べて共振周波数は、1割(150MHz)程度高くなる。このように分岐素子長 S を一定に保ちながら Γ 型分岐素子の水平素子 D の大きさを変えるとその共振周波数が変化するため、目的とする f_2 に対して最適な Γ 型の分岐素子の寸法を決定するのは容易ではない。そこで、次の3.2では、2周波アンテナの設計を容易にするため D および T に対する共振周波数と抵抗値の関係の

データを明らかにする。

3.2 分岐素子の形状に対する共振周波数 f_2 と抵抗 R_2 の関係

図13は、上記の理由から求めた折り曲げ素子長 T に対する第2共振周波数 f_2 とその抵抗値 R_2 を示す。

パラメータは Γ 型分岐素子の水平素子長 $D=0.5, 1.0, 1.5$ および 2.0cm である。ここで D が 2.0cm より大きい場合の特性は、3.1で述べた理由により、 f_0 の周波数帯でリターンロス特性 $< -10\text{dB}$ の帯域が得られなくなるため省略している。また、●、■印は $D=2.0\text{cm}$ の測定値を示す。

図より、第2共振周波数 f_2 は、 D が大きくなるほど T に対する変化量が広く、例えば $D=2.0\text{cm}$ では $1,250 \sim 1,580\text{MHz}$ の 330MHz 範囲で調整することができる。

一方、抵抗値は T に対する変化は比較的小さく $30 \sim 65\Omega$ 程度得られ、 50Ω の同軸給電線との整合が十分可能であり、本アンテナは2周波設計が容易なアンテナといえる。ちなみに、図13の設計データでは、 D と T を適当に組み合わせると $1,250 \sim 1,730\text{MHz}$ の広い範囲で共振

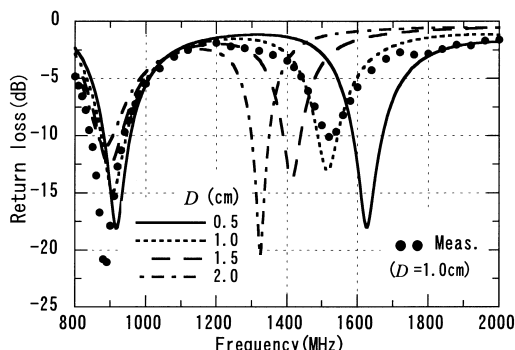


図10 D に対するリターンロス特性 ($T=2.0\text{cm}$)

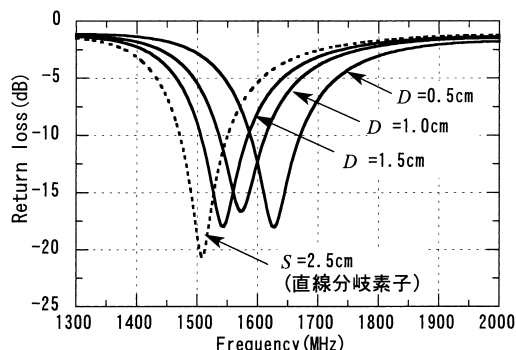


図12 D に対するリターンロス特性 ($S=2.5\text{cm}$)

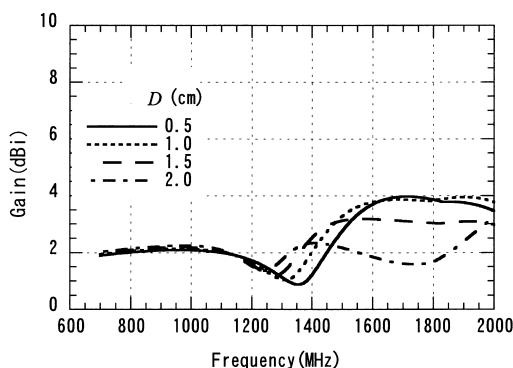


図11 D に対する利得特性 ($T=2.0\text{cm}$)

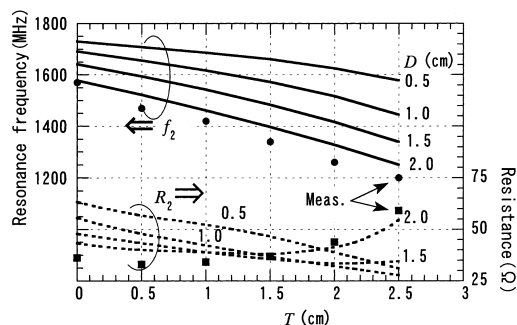


図13 T の長さに対する共振周波数 f_2 とその抵抗値 R_2 (パラメータ: D)

特性を変化させることができ、これは f_0 に対して $f_2 = 1.388 \sim 1.922 f_0$ の範囲となる。

以下では、図13の設計データを利用して $f_0=900\text{MHz}$ と $f_2=1,500\text{MHz}$ で動作する D と T の寸法を求め、3種類の自動車電話用2周波アンテナの設計例について示す。

図14は、リターンロス特性を示す。ここで、 D は $D=1.0, 1.5$ および 2.0cm の場合を示すが、 T の寸法は、図13より求めるとそれぞれ $2.0, 1.5, 0.5\text{cm}$ となる。なお、 $f_0=900\text{MHz}$ 付近の特性は、いずれの D の場合もターンロス特性 $< -10\text{dB}$ の帯域が 100MHz 得られ、ほとんど変化がないため、ここでは省略している。図より、 D がいずれの場合でもリターンロス特性 $< -10\text{dB}$ の帯域を得ており、十分2周波アンテナとして利用できるが、アンテナをより小型化するため、 D を短く設計するとリターンロス特性 $< -10\text{dB}$ の帯域が若干狭くなる。

図15は、 $D=1.0$ と 2.0cm の場合で、 $f_2=1,500\text{MHz}$ における指向特性を示す。実線が $D=1.0\text{cm}$ 、点線が $D=2.0\text{cm}$ の場合である。図より、水平面内および垂直面内指向性共に D の変化に対する指向性は、ここで示す範囲では大きな変化は見られない。また、これらの指向特性は、図6で示した分岐素子が直線の場合と比べてもパターンに大きな変化がなく、分岐素子を Γ 型に折り曲げても指向特性に与える影響は少ないことが分かる。

3.3 天頂方向の放射特性

分岐素子付き MTLA の垂直面内指向特性は、図15の結果で見られるように天頂方向に E_θ と E_ϕ 成分を比較的強く電波を放射する特徴がある。この天頂方向への放射は、自動車電話等の移動体通信に限って利用する場合は不要であるが、例えば衛星との通信に対しては有効なアンテナと考えられる。そこでここでは、本アンテナの天頂方向の放射特性と利得について簡単に述べる。

図16は $f=1,500\text{MHz}$ のときの垂直面内指向特性を示し、(a)が $Z-X$ 面内、(b)が $Z-Y$ 面内である。 $D=T=1.5\text{cm}$ の寸法の場合である。実線が E_θ 成分、点線が E_ϕ 成分を示す。

図より、 $Z-X$ 面内、 $Z-Y$ 面内共に天頂方向は E_θ と E_ϕ の両成分がほぼ等しい電波を放射し、その交差偏波は -0.8dB であることが分かる。また、 $Z-X$ 面内では仰角が $20^\circ \sim 90^\circ$ の範囲にわたって両偏波成分の大きさが等しく、この仰角範囲での利得は、 $0 \sim 4\text{dBi}$ 得られており、本アンテナは比較的高い基地局との通信に対しても有効なアンテナと考えられる。なお、 E_θ と E_ϕ が等しい仰角方向の両偏波の位相差は $\pi/2$ とならないため円偏波による通信を行う場合は何らかの対策が必要である。図17には、天頂方向の利得を示している。

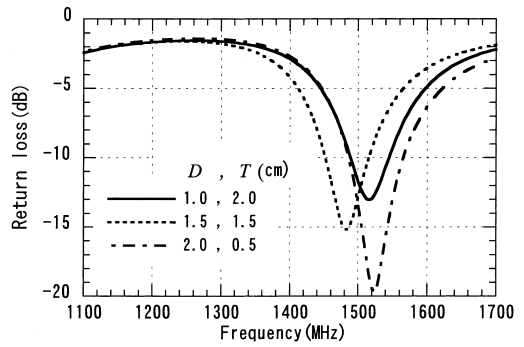


図14 リターンロス特性 (パラメータ: D)

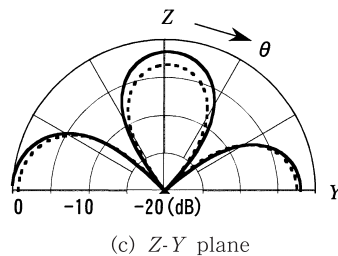
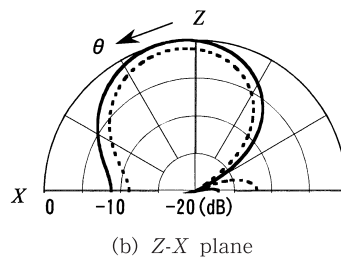
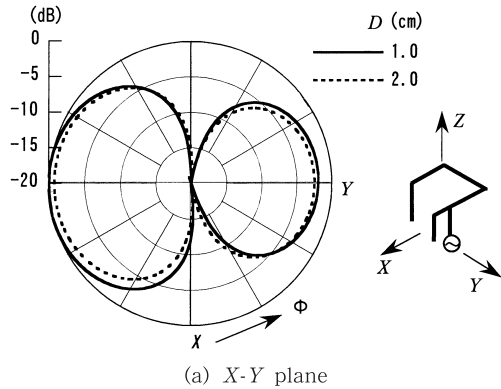


図15 指向特性 ($f=1,500\text{MHz}$)

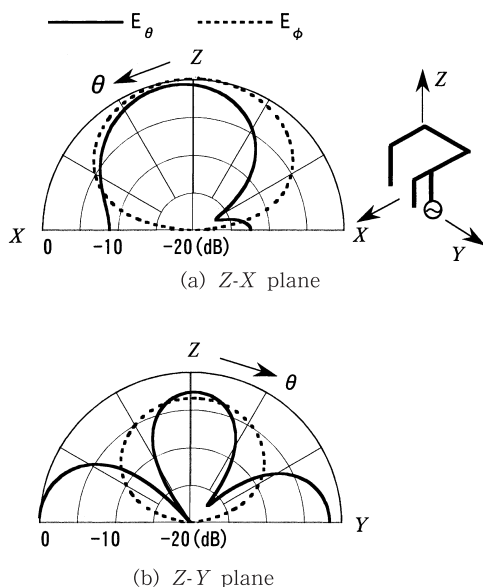


図16 垂直面内指向特性 ($f=1,500$ MHz)

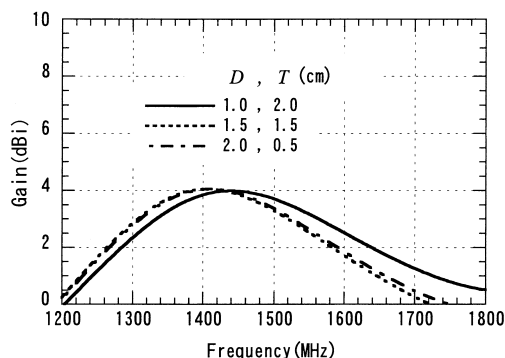


図17 天頂方向の利得特性

4. むすび

本論文では、自動車電話等の移動体通信で利用する2周波共用アンテナを開発するため、変形伝送線路アンテナ(MTLA)に分岐素子を取り付けたアンテナを提案し、その特性評価を理論と実験より行った。今回は、分岐素子が直線と Γ 型の2種類のモデルについて解析した。

その結果、 $f_0=900$ MHzで動作するMTLA ($H=W=3$ cm, $L=6$ cm)に対し、分岐素子を付加し、分岐素子の長さを適当に調整することで一方の共振周波数を比較的広い範囲で調整でき、しかも、この共振周波数ではリターンロス < -10 dBの帯域幅が約100MHz得られることが判明した。特に、分岐素子長が2.5cmの場合では、

目的とする2周波900MHzと1,500MHzで共振し、ここで提案したアンテナが比較的簡単な構造で自動車電話用の2周波共用アンテナとして利用できることを示した。

更に、電流分布より動作原理を明らかにし、第2共振周波数を第1共振周波数に接近させて動作させる場合は若干問題が残るが、第2共振周波数は、分岐素子と垂直素子からなる逆L型の素子部で決定し、その長さが第2共振周波数に対して共振するように設計すればよいことを示した。一方、放射特性は、水平面内で4dBi程度の利得が得られるが、更に、分岐素子の影響により、地板に対して垂直方向に比較的強く放射することも判明した。

次に、アンテナを小型化するため、分岐素子を Γ 型に折り曲げた2周波共用アンテナを提案したが、第1、第2共振特性に与える影響は小さく、折り曲げない場合と同じ帯域幅を得ることができ、分岐素子の小型化を図ることができた。更に、本アンテナの幅広い応用を考えるため、折り曲げ分岐素子の形状を変えた設計データでは、形状を適当に選ぶと動作周波数 f_0 に対して第2共振周波数 f_2 を $1.38\sim 1.92 f_0$ の範囲で選択でき、そのときの抵抗値の変化が小さく、同軸給電線との整合も容易となり、本アンテナが移動体通信用2周波アンテナとして十分利用できることを示した。最後に、設計データを利用して自動車電話用2周波共用MTLAを設計し、その最適な寸法と特性を示した。

今後は、本アンテナに無給電素子を配列し、より広帯域な特性を持った2周波共用アンテナや、実用的な観点から検討するため有限の地板上に取り付けたアンテナについて解析していきたい。

文 献

- (1) 天野 隆, 峯邑隆司, 溝口 聡, “L字素子装荷によるホイップアンテナの二共振化,” 2002信学ソ大, B-1-112, 2002.
- (2) 野口啓介, 水澤丕雄, 山口 尚, 奥村善久, 別段 信一, “2線式小形メアンダラインアンテナの広帯域化,” 信学論(B), vol. J82-B, no.3, pp.402-409, March. 1999
- (3) 久我宣祐, 西村 崇, 新井広之, 真殿和人, 伊藤 厚, “L型無給電素子を用いたT型モノポールアンテナの広帯域化,” 信学論(B), vol. J86-B, no.9, pp.2011-2015, Sep. 2003.
- (4) 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,” テレビ学誌, vol.46, no.12, pp.1643-1649, Dec. 1992.
- (5) 山崎正明, 築地武彦, “平行分枝線付2周波共用三

- 角形ループアンテナの特性,” 映情学技報, vol.24, no.9, pp.1-6, Jan. 2000.
- (6) 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), vol. J71-B, no.11, pp.1252-1258, Nov.1988.
- (7) H. Nakano, R. Suzuki and J. Yamauchi, “Low-profile Inverted-F Antenna with Parasitic Elements on an Infinite Ground Plane,” IEE Proc. Microw. Antennas Propag., vol.145, no.4, pp.321-325, Aug. 1998.
- (8) 大嶺裕幸, 深沢 徹, 宮下和仁, 茶谷嘉之, “非励振素子を複数配列した3周波帯共用ダイポールアンテナ,” 2000信学総大, B-1-63, 2000.
- (9) 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アンテナの特性,” 信学論(B-II), vol. J80-B-II, no.3, pp.296-300, March. 1997.
- (10) 中野久松, 三嶽幸生, 三牧宏彬, 山内潤治, “折り曲げ形状無給電素子付き逆Fアンテナ,” 1999信学総大, B-1-178, 1999.
- (11) 呉 昶三, 平沢一敏, “2周波帯共用無給電素子付線状逆L型折り返しアンテナ,” 信学技報, AP2001-232, pp.149-154, March. 2002.