

T型無給電素子を配列した分岐素子付き 変形伝送線路アンテナの特性*

公文保則**
築地武彦**

Characteristic of a Modified Transmission Line Antenna with Branch Element using Closed-spaced Parasitic T- Elements

Yasunori KUMON and Takehiko TSUKIJI

We developed a broadband and a multi-frequency modified transmission line antenna with branch element (BMTLA) using closed-spaced parasitic T- elements for a mobile telephone. Properties of this antenna are analyzed by means of the moment method (MM).

It is easily possible to adjust an operating frequency of this antenna by changing a size of the parasitic T- element due to unsymmetric horizontal element.

Moreover, it is concluded that the BMTLA with two parasitic T- elements becomes a broadband and a multi-frequency mobile communication antenna, and the radiation pattern and the actual gain characteristics of this antenna are also presented. Validity of the theory is confirmed by experiments.

Key Words: Mobile Telephone, Moment Method, Broadband, Multi-Frequency, Modified Transmission Line Antenna

1. まえがき

自動車搭載用の移動体通信システムは、携帯電話（自動車電話）、GPSや高度道路情報交通システムなどがあるが、特に、最近では、高度道路情報交通システムにおけるETC、VICSの移動体通信が急速に普及している。さらに、無線LAN、bluetooth、等の無線システムによるデータ通信も登場し、今後無線を利用した情報通信はますます増加の傾向にある。これらの移動体通信システムや無線LANシステムでは、複数の周波数で運用されているため、搭載するアンテナは小型で、多周波共用や広帯域なものが要求される。これまで、マイクロストリップ⁽¹⁾、板状⁽²⁾、⁽³⁾や線状素子による移動体通信用アン

テナが数多く報告されている。

線状素子による移動体通信用アンテナは、移動方向の空気抵抗を小さくするため、 $\lambda/4$ モノポールアンテナを水平方向に折り曲げて低姿勢化しているが⁽⁴⁾、⁽⁵⁾、アンテナの小型化に伴って入力抵抗は低くなりインピーダンス特性が狭帯域となる⁽⁶⁾。そのため、これまで様々な方法による広帯域化が検討されている^{(7)~(9)}。なかでもJ型アンテナ（またはオープンスリーブアンテナ）や近接配列アンテナ⁽¹⁰⁾のように、励振素子の近くに無給電素子を近接して配列し、無給電素子の共振周波数を励振素子の共振に近づけ、比較的簡単な構成で広帯域化したアンテナが報告されている^{(10)~(13)}。とくに励振素子が逆F型アンテナ⁽¹²⁾やT型モノポールアンテナ⁽¹³⁾を使ったアンテナでは、利用目的に応じて様々な無給電素子の配置方法も提案されているが、いずれもインピーダンス整合用の短絡素子を装荷しており、給電点付近の構造がやや

* 平成17年5月31日受付

** 電子情報工学科通信システム

複雑となる。

一方、多周波共用アンテナは、近接配列アンテナと同じように励振素子の近くに長さ異なる無給電素子を複数設置することで可能となるが、励振素子が逆F型アンテナや逆L型アンテナなどの低姿勢アンテナでは、構造的な面で励振素子の周囲に無給電素子を複数配列することが容易ではないので、多周波共用での利用は少なく、たいてい上記で述べたように広帯域アンテナで利用されている場合が多い。無給電素子の設置の容易さから考えると、無給電素子を配列した多周波共用ダイポールアンテナがあるが^{(8), (14)}、アンテナ長が半波長と大型になるため小型化や低姿勢化が要求される移動体通信アンテナにはやや不向きと言える。最近では、無給線素子を多重ループ化し、逆L型アンテナの上部に配置したものや⁽¹⁵⁾、動作原理が異なる複数のアンテナ(逆F型アンテナとメアンダアンテナ)を並列接続した低姿勢化した多周波共用アンテナ⁽¹⁶⁾が開発されているが、設置面積が比較的大きくアンテナ構造が複雑であり、設計も容易ではないようである。

著者らは、さきに変形伝送線路アンテナ(MTLA: Modified Transmission Line Antenna)に無給電素子を近接配列したアンテナ⁽¹⁷⁾や分岐素子を装荷したアンテナ⁽¹⁸⁾を提案し、それらが低姿勢で利得が高く移動体通信用の多周波共用アンテナとして良好な特性を有することを報告している。なかでも後者の分岐素子付き変形伝送線路アンテナ(BMTLA: MTLA with Branch element)は、MTLAの給電素子部に直線状の分岐素子を装荷するという簡単な構造で2周波共用化を実現したもので、分岐素子の長さにより第2共振周波数を $1.38 \sim 1.92 f_0$ で調整できる。しかしながら、BMTLAは第2共振周波数が $1.38 f_0$ 以下では、動作原理上、希望とする2周波共用(または広帯域)の入力特性が得られなくなる問題があり、検討の余地が残されていた。

そこで、本論文では2周波共用のBMTLAにT型無給電素子を近接配列した多周波共用アンテナとその広帯域化について検討し、このアンテナの諸特性を明らかにする。なお、本論文は、リターンロス特性による多周波化や広帯域化を示しているが、とくに広帯域化が得られる特性については、その下限周波数、上限周波数および帯域中心周波数における指向特性について詳しく言及している。

まず、2.ではBMTLAの構造と2周波特性を示し、BMTLAの分岐素子の長さを変えることで第2共振周波数を比較的広い範囲で変化できることを明らかにする。3.では、T型無給電素子を1個配置したBMTLAの構造と動作原理を述べ、その応用として自動車電話の周波数帯を利用した特性をモーメント法によって解析してい

る。ここでは、T型無給電素子の配列により従来問題となったBMTLAの入力特性が改善されることや、水平素子の長さを非対称にしたT型無給電素子を近接して配列した3周波アンテナや、更に広帯域化した2周波アンテナを示し、これらのアンテナの最適なパラメータを明らかにする。また、そのパラメータにおける指向特性について詳細に示している。

次に、4.では3.の結果を参考に、T型無給電素子を2個配列し、これらの無給電素子が同寸法の場合と異なる寸法の場合とについて検討している。同寸法の配列では、T型無給電素子の長さに対するリターンロス ≤ -10 dBの帯域と共振周波数の関係を詳細に示し、広帯域アンテナ設計のための基礎データを明らかにしている。また、異なる寸法の配列では、4周波共用アンテナが実現できること、更に分岐素子付き変形伝送線路アンテナの2周波特性をより以上に広帯域化できることを示す。解析結果の妥当性を検証するため、リターンロス特性を測定し、計算結果と比較している。

2. 分岐素子付き変形伝送線路アンテナ

図1は、さきに報告した分岐素子を有する2周波共用の変形伝送線路アンテナ(BMTLA)を示す⁽¹⁸⁾。図では、先端開放の素子Sが分岐素子で、先端を地板に短絡した残りの部分がMTLAである。MTLAの長さ $C_L = L + 2(H + W)$ を動作周波数 f_L (低域共振周波数)に対する波長 λ_L の半分に、一方、分岐素子はMTLAの垂直素子とで、逆L型アンテナを構成し、長さ $C_H = H + S$ を動作周波数 f_H (高域共振周波数)に対する波長 λ_H の1/4の長さを選ぶ。

図2は、特性インピーダンス $Z_0 = 50 \Omega$ の給電線に対するBMTLAのリターンロス特性を示す。図では f_H の動作周波数を1,350MHz、1,500MHzおよび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の寸法は、3.5cm、2.5cmおよび1.5cmである。ここで、BMTLAは、 f_L の

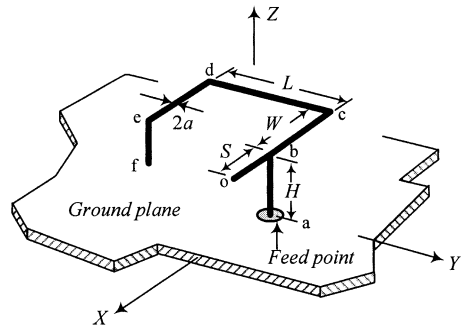


図1 分岐素子付き変形伝送線路アンテナ (BMTLA)

周波数を900MHzに選んだ場合であるが、その具体的な寸法は $H=3\text{cm}$ ($0.09\lambda_L$), $W=3\text{cm}$, $L=6\text{cm}$ ($0.18\lambda_L$) となる。このとき、全長 C_L は、 18cm になるが、これは f_L に対して $0.54\lambda_L$ となる。一方、逆L型アンテナの長さ C_H は、例えば f_H が $1,500\text{MHz}$ のとき、 5.5cm であり、これは f_H に対して $C_H=0.275\lambda_H$ になる。また、素子半径 $a=0.5\text{mm}$ ($0.0015\lambda_L$) で、地板は無限大とする。なお、点線は、分岐素子がない場合、つまりMTLAが単独の場合の特性を示す。

図から、目的とする周波数 f_H に対し S の寸法を適当に選ぶと、リターンロス $\leq -10\text{dB}$ 帯域幅 Δf_H は、いずれの場合も 100MHz 得られており、例えば、 $S=2.5\text{cm}$ に設定すると、 $f_L=900\text{MHz}$ と $f_H=1,500\text{MHz}$ で共振し、BMTLAが自動車電話用の2周波共用アンテナとして動作することがわかる。このようにBMTLAは、分岐素子の長さを変えて、 f_H を変えることができるが、 f_L はほとんど変化しないことが特長であり、かなりの広い

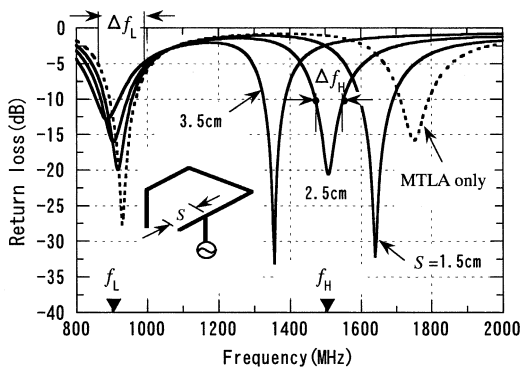


図2 BMTLAのリターンロス特性

$S=3.5\text{cm}$		$S=2.5\text{cm}$		$S=1.5\text{cm}$	
$f(\text{MHz})$		$f(\text{MHz})$		$f(\text{MHz})$	
—	900	-----	900	- - - - -	900
—	1,350	-----	1,500	- - - - -	1,650

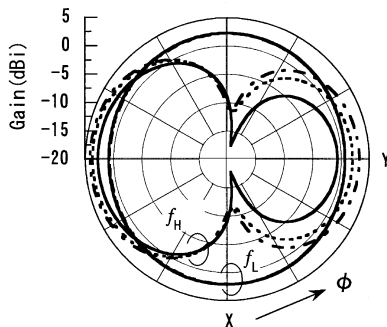


図3 BMTLAの水平面内指向特性

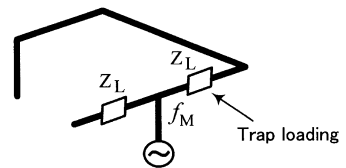
範囲をカバーする2周波共用アンテナとして利用される。それでも、分岐素子を $S=4.0\text{cm}$ 以上に長くしていくと、逆L型アンテナとしての共振が得られなくなり、 f_L の帯域が劣化する問題があった。その理由は、逆L型アンテナにはMTLAが接続されているため、MTLAの共振周波数 f_L に引き込まれるためである⁽¹⁸⁾。

図3は、図2の共振周波数 $f_H=1,350\text{MHz}$, $1,500\text{MHz}$ および $1,650\text{MHz}$ のときの水平面内指向特性を示す。また、図には $f_L=900\text{MHz}$ の特性も示している。図より、高域の指向性は、いずれの周波数 f_H の場合も双方向特性を示し、 $-Y$ 軸方向に強く放射するパターンになっているが、この方向の利得は $3\sim 5\text{dBi}$ が得られている。一方、低域 f_L の指向性は、ほぼ無指向性を示し、全方向で 0dBi 以上の利得が得られていることがわかる。

3. T型無給電素子を配列したBMTLA

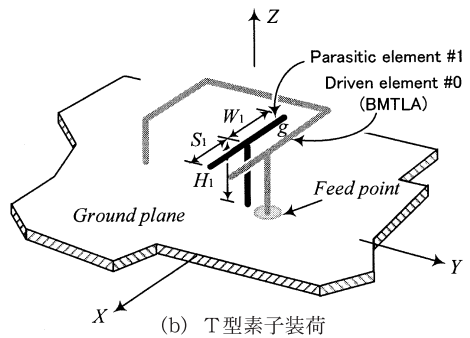
3.1 アンテナ構造と動作

図4(a)は、図1で示したBMTLAの分岐素子とMTLAにそれぞれインピーダンス Z_L を装荷した装荷アンテナを示す。いま、装荷したインピーダンス Z_L が f_M に対して無限大であり、更に、給電点から Z_L までの長さが f_M に対して $1/4$ 波長に等しいとき、BMTLAはこの点で電氣的に切り離されるので、このアンテナは f_L , f_H とは独立して f_M で共振する。以後、アンテナ導線を



$$Z_L(f_M) = \infty$$

(a) トラップ装荷



(b) T型素子装荷

図4 T型無給電素子を有するBMTLA (T-BMTLA)

電氣的に切り離すために装荷するインピーダンスをトラップという。

先端短絡の平行伝送線路は、線路の長さが丁度 $1/4$ 波長のときにインピーダンスが無限大になるが、このような平行伝送線路をトラップとして装荷する方法が文献に報告されている^{(9),(17)}。図4(b)は、この方法を図4(a)に適応したもので、T型の無給電素子とBMTLAの素子とで構成される平行伝送線路をトラップとして装荷したBMTLAである。このようなアンテナの構造により、かなり広い周波数範囲において f_M を設定できるようになり、3周波共用のBMTLAが実現できる。このような装荷アンテナではBMTLA本体による2周波化とあわせて、最大で4周波共用アンテナが実現できると期待される。ここでT型無給電素子#1は、さきに提案したBMTLA#0の内部に設置し、励振素子BMTLAの給電側の垂直素子との間隔を g 、およびその垂直素子の高さを H_1 、水平素子の長さをそれぞれ S_1 、 W_1 とする。なお、T型無給電素子の装荷によって生じる動作周波数を f_M (中域共振周波数)とし、また無給電素子を1個配置したBMTLAはT-BMTLAと呼ぶことにする。

以下の解析ではT型無給電素子の水平素子形状は、BMTLAとの最適化を考慮するため、構造的対称および非対称の両面から詳しく検討する。

3.2 アンテナの特性

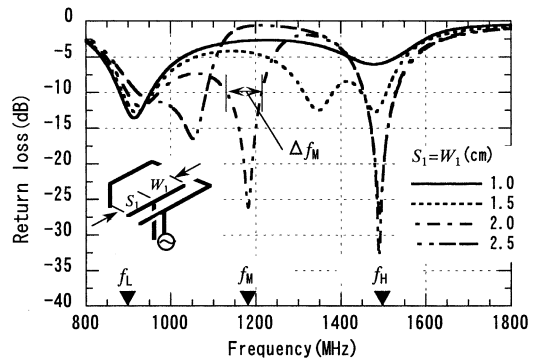
○リターンロス

図5は、T型無給電素子の長さ S_1 、 W_1 をパラメータとしたT-BMTLAのリターンロス特性を示す。#1の寸法は $H_1=3\text{cm}$ 、 $g=0.5\text{cm}$ で、分岐素子長 S の寸法は、 2.5cm ($f_H=1,500\text{MHz}$)ある。パラメータ S_1 、 W_1 は、アンテナの小型化を維持するため、BMTLAの素子長 S を超えない範囲で行う。図(a)がT型無給電素子をBMTLAの内部、(b)がBMTLAの外側に配置した場合の特性である。

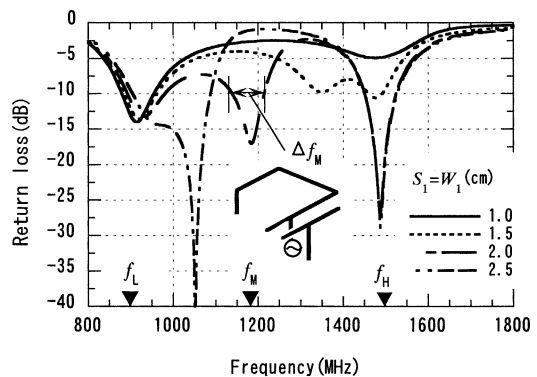
図より、T型無給電素子の S_1 、 W_1 を 1.5cm から 2.5cm まで変えると f_M は、ほぼ f_L と f_H の範囲で調整が可能であり、3周波共用アンテナとして動作することがわかる。例えば S_1 、 $W_1=2.5\text{cm}$ に設定すると、 $f_L=900\text{MHz}$ 、 $f_M=1,050\text{MHz}$ および $f_H=1,500\text{MHz}$ の3周波で共振するが、この場合 f_M が f_L の共振周波数にかなり近いにもかかわらず f_L の共振特性はあまり影響を受けないばかりか、リターンロス $\leq -10\text{dB}$ の比帯域は約20%得られ、低域周波数の部分がかなり広帯域化されている。よってBMTLAで問題となった低域での特性改善を図ることが示された。なお、T型無給電素子長 $C_1=H_1+S_1$ は $f_M=1,050\text{MHz}$ の波長に対して $0.2\lambda_M$ であり、この素子は 0.25 波長以下でトラップとして動作していることもわかる。また、T型無給電素子をBMTLAの外側または内

部に配置しても帯域特性に大きな差はなく、アンテナの小型化から考えるとT型素子は(a)の内部配置の方が望ましいといえる。しかしながら、 S_1 、 $W_1=1.5\text{cm}$ のとき f_M は $1,350\text{MHz}$ で、 f_H に接近しているにもかかわらず(a)、(b)のいずれの配置の場合も高域周波数での広帯域化が望めない。さらに、実線で示すように S_1 、 W_1 が 1.0cm では3周波共用として動作しないことが判明した。

上記で指摘した特性改善のため、T型無給電素子の水平素子構造を、一方の長さを固定し、他方の長さを変えて非対称にした場合の特性について検討する。そのリターンロス特性を図6に示す。図の実線は、 S_1 側が 2.5cm で、素子 $W_1=1.0\text{cm}$ の場合である。また、図の点線で、 $W_1=0\text{cm}$ の場合は高域周波数を、 $W_1=2.0\text{cm}$ の場合は低域周波数の広帯域化を図った特性例を示す。図より、図5の場合の特性に比べ大幅に改善されており、BMTLAに非対称なT型無給電素子を配列することで良好な3周波共用アンテナが得られることがわかる。こ



(a) BMTLAの内側に配置したT型素子



(b) BMTLAの外側に配置したT型素子

図5 T型無給電素子を有するBMTLAのリターンロス特性 (T-BMTLA)

のように非対称構造のT型素子を用いたBMTLAは、 f_L または f_H の領域の広帯域化に適することが判明したが、具体的な帯域は、 $W_1=2.0\text{cm}$ のとき $f_M=1,100\text{MHz}$ で、その帯域 Δf_M が Δf_L に接近し、低域 f_L でのリターンロス $\leq -10\text{dB}$ の比帯域が24.4% ($\Delta f_{LM}=250\text{MHz}$) となっている。また、 $W_1=0\text{cm}$ のとき $f_M=1,350\text{MHz}$ で、この場合 Δf_M が Δf_H に接近し、高域 f_H の比帯域が14.3% ($\Delta f_{HM}=200\text{MHz}$) 得られている。いずれの帯域もBMTLAのみのときに比べ2倍以上の広帯域化が実現されることがわかる。

ここでT型無給電素子は、アンテナの小型化のためBMTLAの内部に設置した結果を示したが、外部に配列した場合でも図6とほぼ同様の特性を得ている。

○指向特性

図7は、 E_θ 成分による水平面内指向特性を示し、 $S=S_1=2.5\text{cm}$ で(a)が $W_1=2.0\text{cm}$ 、(b)が $W_1=1.0\text{cm}$ 、(c)が $W_1=0.0\text{cm}$ の場合である。(a)の場合、右側にリターンロス特性を示すが、そこには低域の帯域 Δf_{LM} の下限周波数 $f_{LL}=900\text{MHz}$ 、上限周波数 $f_{LH}=1,150\text{MHz}$ およびその帯域中心周波数 $f_{LC}=1,025\text{MHz}$ 、また高域共振周波数 $f_H=1,500\text{MHz}$ を示している。指向性図ではこれらの周波数に対する特性を示している。(b)にはやはり右に示すリターンロス特性で低域、中域および高域の各共振周波数 $f_L=900\text{MHz}$ 、 $f_M=1,250\text{MHz}$ 、 $f_H=1,500\text{MHz}$ を示し、それらの周波数に対する指向性を示している。(c)が高域の帯域 Δf_{HM} の下限周波数 $f_{HL}=1,300\text{MHz}$ 、上限周波数 $f_{HH}=1,500\text{MHz}$ およびその帯域中心周波数 $f_{HC}=1,400\text{MHz}$ と低域共振周波数 $f_L=900\text{MHz}$ である。この結果から、図(a)で示すように広帯域化された低域の帯域 Δf_{LM} では、下限周波数から上限周波数間でほぼ無指向性が得られ、水平面で0dBi以上の利得が得られている。一方、図(c)で示す高域の帯域 Δf_{HM} では、下限周波数で無指向性を示すが、上限周波数では

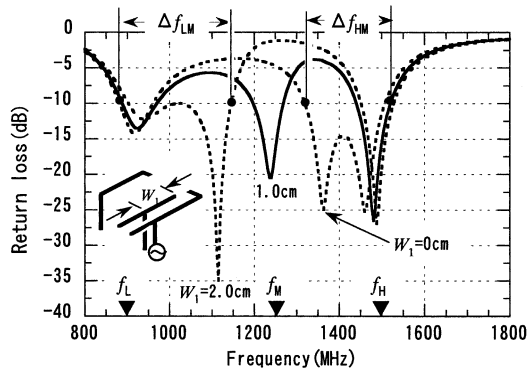


図6 非対称T型無給電素子を有するBMTLAのリターンロス特性

X軸方向にヌルを生じる8字特性となる。これは、BMTLAの先端部分(短絡端)の垂直素子の電流の位相が給電部分に対して逆相となっているためである。このように周波数が高くなると放射パターンが変化し、双方向特性を示すようになるが、本アンテナの指向特性の最大放射方向は、いずれの周波数も最大放射方向(Y軸)が一致しており、例えば、本アンテナを自動車室内の前方に設置するような利用が期待できる。ちなみに、指向性が8字特性となる周波数では、Y軸に対し $\pm 60^\circ$ の範囲で0dBi以上の利得が期待できる。また、 E_θ 成分は、X-Y面内でゼロである。

一方、自動車電話等の移動体では、Z方向との通信はあまり重要ではないため、垂直面内の指向特性については、ここでは述べていないが、簡単に述べるとZ軸方向の利得は、 $f_L=900\text{MHz}$ では -7dBi と低いが、 $f_H=$

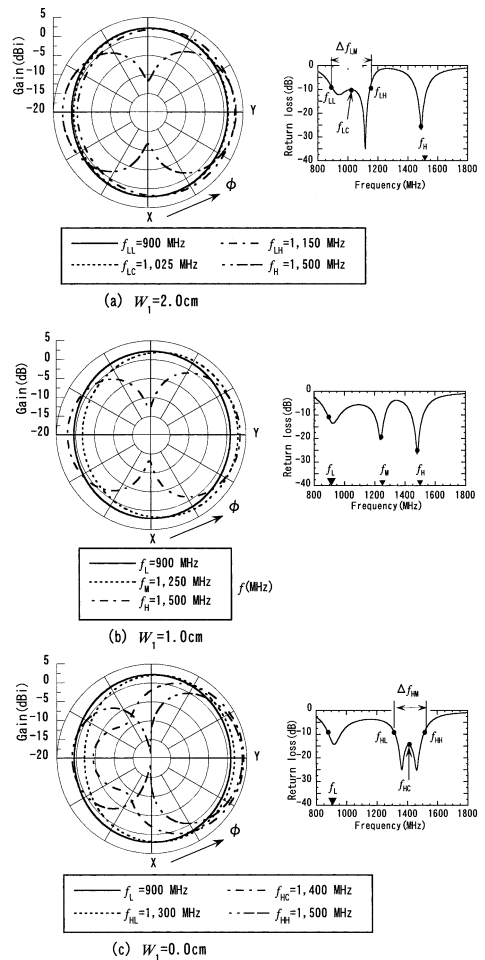


図7 水平面内指向特性

1,500MHzになると3.4dBiと高く、高域周波数で比較的強く電波を放射する。

一般に、移動体通信で利用するアンテナの水平面内指向性は、なるべく無指向性が望ましい。本アンテナは高域周波数では双方向の指向性を示すため、実用化に当たっては利用するシステムが制限されることも考えられる。双方向性が得られる理由は、上記で述べたように、BMTLAの2本の垂直素子によるエンドファイヤーアレイ効果によるものであるため、この配列効果を少なくすれば無指向性が実現できる。そこでBMTLAの素子長 L の長さを短くし、つまり垂直素子の配列間隔を狭くして特性改善を図った指向特性を図8の実線($L=2.0\text{cm}$)で示す。なお、図には、参考のため $L=4.0\text{cm}$ 、 6.0cm の特性を合わせて示している。この場合、MTLAの全長 $C=18.0\text{cm}$ と高さ $H=3.0\text{cm}$ は固定しているた

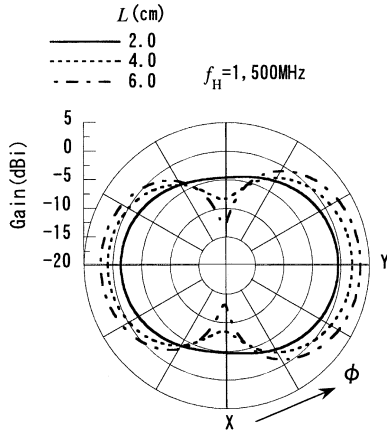


図8 L の長さに対するX-Y面内指向特性 ($S=S_1=2.5\text{cm}$, $W_1=1.0\text{cm}$)

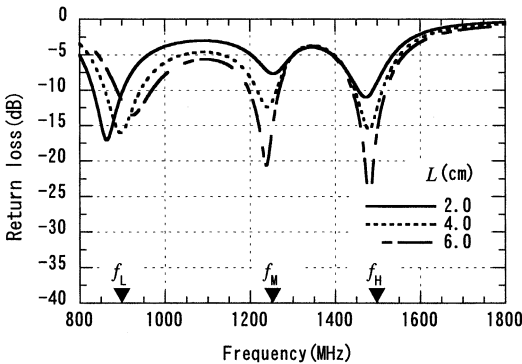


図9 L の長さに対するリターンロス特性 ($S=S_1=2.5\text{cm}$, $W_1=1.0\text{cm}$)

め、 L の長さが短くなるとそれに応じて W の長さは長くなることになる。図より、高域周波数の指向性は、垂直素子の配列間隔 L を短くすることでX軸方向のヌルが無くなり、無指向性に近づくことがわかる。しかし、図9で示すようにこの場合のリターンロス特性は、垂直素子の間隔 L を短くするほど f_M や f_H でのリターンロス $\leq -10\text{dB}$ の帯域が劣化する。これは、 f_H 付近の周波数では2本の垂直素子の電流が逆相であるため、垂直素子間が狭くなるほど伝送線路効果が強く現れ、その結果、入力抵抗が低下する。ここでは、簡単な方法による無指向性化を実現したが、この方法による指向特性改善では給電線とのインピーダンス整合を取るための工夫が要求される。

4. 2個のT型無給電素子を配列したBMTLA

3.では、BMTLAに配列したT型無給電素子の水平素子を非対称構造化することで、良好なリターンロス特性が得られることを明らかにした。

ここでは、新たにT型無給電素子を追加して配列し、無給電素子が2個配列されたアンテナ(2T-BMTLA)について解析する。そのアンテナ構成を図10に示す。図で無給電素子#2は、図4(b)で示したT-BMTLAのT型無給電素子#1を、間隔 g で外側に設置したもので、その寸法を H_2 、 S_2 および W_2 とする。

4.1 広帯域アンテナ

同寸法の無給電素子を2個配列すると更に広帯域化になる^{(10), (17)}。ここでは無給電素子#1と#2を同形状 S_{12} ($S_1=S_2$)、 W_{12} ($W_1=W_2$)および H_{12} ($H_1=H_2$)で配置し、3.2で検討したT型無給電素子と同様に、 S_{12} を固定し W_{12} の変化に対するリターンロス $\leq -10\text{dB}$ の帯域幅 Δf_{MM} と共振周波数 f_{MM} を求め、広帯域となる最適なアンテナ寸法を決定する。以下、 $H_{12}=H=3.0\text{cm}$ である。

○リターンロス特性と指向特性

図11で実線は、 $W_{12}=1.0\text{cm}$ のときのリターンロス特

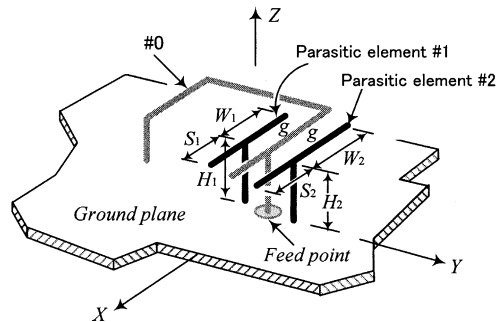


図10 2個のT型無給電素子を配列したBMTLA (2T-BMTLA)

性を示す。 $S = S_{12}$ は 2.5cm である。 図で、横軸の▼印は、2T-BMTLA の低域と高域共振周波数 f_L 、 f_H およびその中域共振周波数 f_{MM} である。 図より、 $f_{MM} = 1,220\text{MHz}$ のリターンロス $\leq -10\text{dB}$ の帯域 Δf_{MM} は約 170MHz 得られ、その比帯域は 13.9% になるが、これは図の点線で示す T-BMTLA ($W_1 = 1.0\text{cm}$) のときの帯域に比べて約 2 倍改善され、T 型無給電素子の 2 個配列により広帯域化が実現されていることがわかる。

図12は、インピーダンス特性を示す。 図より、点線で示す T-BMTLA の特性に比べ T 型無給電素子を 2 個配列することで抵抗、リアクタンスはかなり緩やかに変化し、図11で示したリターンロス $\leq -10\text{dB}$ の帯域 Δf_{MM} の範囲における抵抗は $40 \sim 70\Omega$ 程度が得られており、この特性からも広帯域化が図られていることがわかる。 また、 f_{MM} 点の共振周波数とその抵抗値は、T-BMTLA とほぼ等しく新たな無給電素子の設置によって、これらの共振値に与える影響が小さいことも判明した。

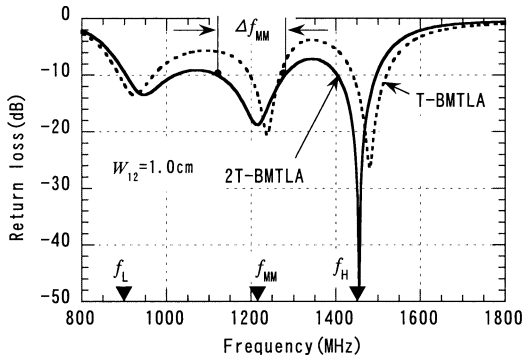


図11 T型無給電素子を2個配列したBMTLAのリターンロス特性

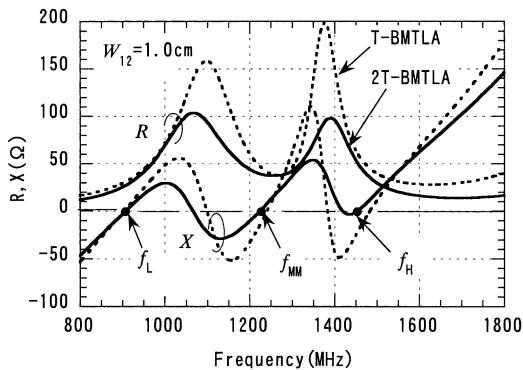


図12 T型無給電素子を2個配列したBMTLAのインピーダンス特性

図13は、 $W_{12} = 0.6\text{cm}$ 、 1.4cm のときのリターンロス特性を示す。 図は、低域および高域周波数での広帯域化を図った特性を示し、 $W_{12} = 0.6\text{cm}$ の点線は高域を、 $W_{12} = 1.4\text{cm}$ の実線は低域の広帯域化を図った様子である。 目的に応じて高域では $f_{MM} = 1,270\text{MHz}$ でリターンロス $\leq -10\text{dB}$ の帯域 Δf_{HM} が $1,200 \sim 1,500\text{MHz}$ 、また低域では $f_{MM} = 1,170\text{MHz}$ で、その帯域 Δf_{LM} が $900 \sim 1,250\text{MHz}$ 得られていることがわかる。 ちなみに、これらの比帯域は、低域で 32.6% 、高域で 22.2% になる。

図14は、 E_θ 成分よる水平面内指向特性を示し、(a)が $W_{12} = 1.4\text{cm}$ 、(b)が $W_{12} = 0.6\text{cm}$ の場合である。 図(a)は、広帯域化された低域の帯域 Δf_{LM} での下限周波数 f_{LL} 、上限周波数 Δf_{LH} とその中心周波数 f_{LC} を示し、(b)は、高域の帯域 Δf_{HM} でのそれぞれ f_{HL} 、 f_{HH} および f_{HC} である。 図から、低域ではほぼ無指向性を示し、高域では Y 軸に最大放射方向を有する特性をもつが、これらの特性は、T 型素子が 1 個配置した場合 (図 7 (a), (c)) と比較しても大きな差はなく T 型素子の増加による指向特性への影響は少ないことがわかる。

○無給電素子長に対する帯域幅と共振周波数特性

図15は、 W_{12} に対するリターンロス $\leq -10\text{dB}$ の帯域幅と共振周波数特性を示す。 ここで、 $S = S_{12} = 2.0\text{cm}$ の場合である。 図で“S”字で示す濃い領域がリターンロス $\leq -10\text{dB}$ の帯域幅、点線が各共振周波数 f_L 、 f_H および f_{MM} であり、横軸 W_{12} は、 0cm から BMTLA の水平素子長 W を越えない範囲まで取り、左端の 0cm は逆L型無給電素子、途中の▼印は対称構造の T 型無給電素子の場合を示す。

図より、素子 W_{12} を 0.5cm から 2.0cm の範囲で調整すると f_{MM} は、ほぼ f_H から f_L 付近まで移動する。 その結果リターンロス $\leq -10\text{dB}$ の帯域は、領域 I では f_{MM} が

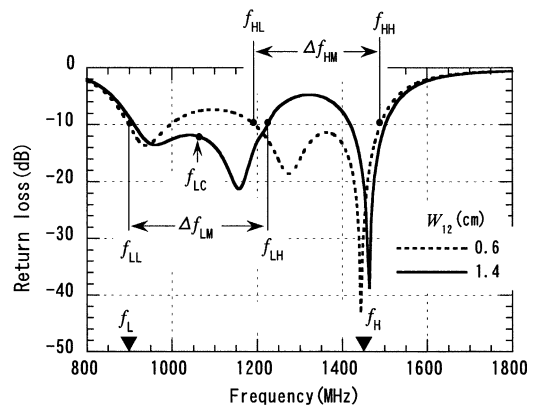


図13 T型無給電素子を2個配列したBMTLAの広帯域特性

f_H と、領域Ⅲでは f_{MM} が f_L と接近し、これらの共振の近接化によって広くなることがわかる。最も広帯域となる寸法は、領域Ⅰで $W_{12} = 1.1\text{cm}$ とき23.6% ($\Delta f_{HM} = 330\text{MHz}$)、領域Ⅲで $W_{12} = 1.8\text{cm}$ のとき31.6% ($\Delta f_{LM} = 340\text{MHz}$)の比帯域が得られ、これらの帯域はBMTLAの低域および高域の帯域が100MHzであることを考慮すると、実にいずれも3倍の広帯域化が図られていることになる。また、領域Ⅲで低域の比帯域は、 $W_{12} = 1.8\text{cm}$ から2.5cmの範囲では20%以上が期待できるが、 $W_{12} = 2.5\text{cm}$ 以上では徐々に狭くなる。これは $W_{12} = 2.5\text{cm}$ 以上で f_{MM} が f_L に極めて接近すると、 f_L におけるBMTLAの電流が増加し、その結果入力抵抗が低下する。このような無給電素子の近接配列による広帯域化では、励振素

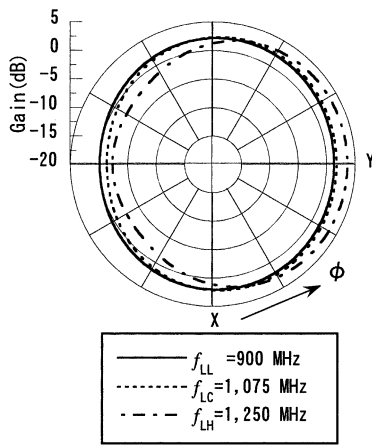
子の共振を強く近接させると広帯域性^{(11), (13)}が得られなくなるため、最適なパラメータを選択することが重要であることがわかる。

以上の結果から、領域Ⅰでは高域、領域Ⅲでは低域周波数を広帯域化した2周波共用アンテナが得られたが、 f_{MM} が f_L および f_H のいずれにも接近しない領域Ⅱ ($1.1 < W_{12} < 1.8\text{cm}$) では3周波共用アンテナとして利用できることも図よりわかる。

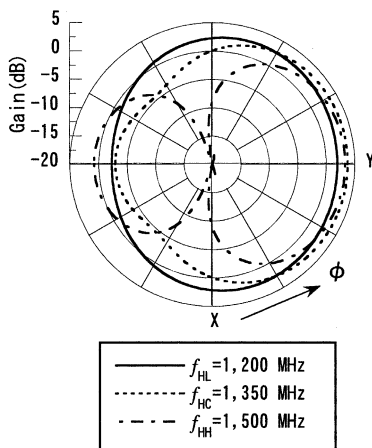
上記では $S = 2.0\text{cm}$, 2.5cm の場合に、 W_{12} を適当に選ぶことで低域または高域周波数を極めて広帯域化できることが判明したが、その詳細な寸法と帯域を表1に記す。表では、 S が1.5cm, 3.0cmの場合の特性も合わせて示している。なお、表の W_{12} の寸法は、①が高域、②が低域の広帯域化を図った場合の最適な寸法である。その結果、いずれの S の場合も W_{12} を適当に調整することで、低域の帯域 Δf_{LM} が340MHz、高域の帯域 Δf_{HM} が320MHz程度得られており良好な広帯域特性となっている。また、 S が長くなると、2.のBMTLAで述べたように f_H が低い周波数に移動するため、広帯域化された下限周波数と上限周波数が低い周波数に移動していることがわかるが、この場合、低域周波数の下限周波数 $f_{LL} = 900\text{MHz}$ 、上限周波数 $f_{LH} = 1,250\text{MHz}$ には変化がなく、 S の長さによって高域の共振特性を変えて設計しても低域共振周波数や帯域幅に与える影響はほとんどないことが判明した。なお、低域共振周波数をこれより低い周波数で動作させるには、MTLAの f_L を適当に下げて設計すればよい。

4.2 多周波共用アンテナ

上記では、T型無給電素子#1と#2が同形状による広帯域アンテナを示したが、ここでは、#1と#2の寸法が異なる形状による多周波共用アンテナについて解析し、実験結果と比較検討する。なお、T型無給電素子#



(a) $W_{12} = 1.4\text{cm}$



(b) $W_{12} = 0.6\text{cm}$

図14 水平面内指向特性

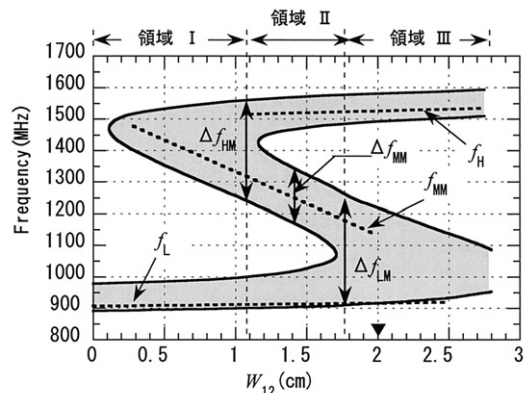


図15 素子長 W_{12} に対するリターンロス $\leq -10\text{dB}$ の帯域と共振周波数 ($S = S_{12} = 2.0\text{cm}$)

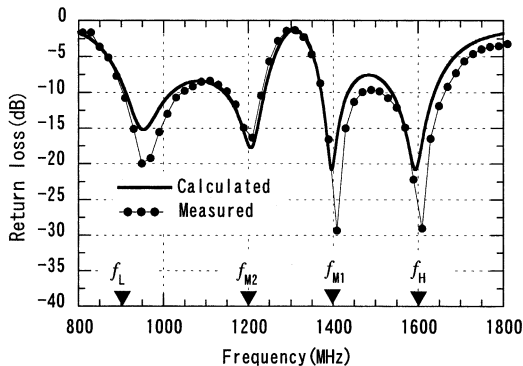
表1 T型無給電素子を2個配列したBMTLAの低域と高域の広帯域特性 (リターンロス ≤ -10 dB)

S (cm)	W_{12} (cm)	低域周波数 (MHz)				高域周波数 (MHz)			
		f_{LL}	f_{LH}	Δf_{LM}	比帯域 (%)	f_{HL}	f_{HH}	Δf_{HM}	比帯域 (%)
1.5	① 1.3					1,305	1,625	320	21.8
	② 2.2	915	1,255	340	31.3				
2.0	① 1.1					1,235	1,565	330	23.6
	② 1.8	905	1,245	340	31.6				
2.5	① 0.7					1,175	1,495	320	23.9
	② 1.2	900	1,250	350	32.6				
3.0	① 0.0					1,125	1,415	290	22.8
	② 0.4	900	1,235	335	31.4				

2によって生ずる動作周波数を f_{M2} (第2中域共振周波数)とし、以下の解析では、分岐素子の長さは $S = S_{12} = 1.5$ cmで行う。また、T型無給電素子#1によって生ずる動作周波数を、この章では f_{M1} (第1中域共振周波数)とする。

図16は、リターンロス特性を示し、 $f_{M1} = 1,400$ MHz、 $f_{M2} = 1,200$ MHzに選び、これらの周波数で共振するように W_1 と W_2 の長さを調整した結果で、その寸法は $W_1 = 1.3$ cm、 $W_2 = 2.3$ cmである。図より、低域と高域の共振周波数 $f_L = 900$ MHz、 $f_H = 1,600$ MHzおよびT型無給電素子による共振 f_{M1} 、 f_{M2} が発生し、いずれの動作周波数もリターンロス ≤ -10 dBの帯域は、100MHz程度得られており、提案したアンテナが4周波共用アンテナとして動作していることがわかる。●印は、本アンテナを大きさが30cm \times 30cm、厚さ1mmの銅版上に設置して測定した結果であるが、理論解析との差は、測定に利用した地板が有限によるための誤差と考えられる。

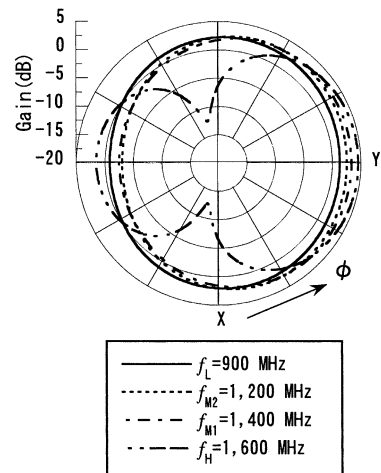
図17は、図16の各共振周波数 $f_L = 900$ MHz、 $f_{M2} = 1,200$ MHz、 $f_{M1} = 1,400$ MHz、 $f_H = 1,600$ MHzにおける

図16 T型無給電素子を2個配列したBMTLAの多周波共振特性 ($S = 1.5$ cm)

水平面内指向特性を示す。図より、4周波ともにY軸方向で高い利得が得られているが、これはBMTLAが単独の場合の指向特性に比べると、T型の無給電素子を配列したBMTLAでは最大放射方向が反転していることがわかる。

図18は、上記の4周波特性を参考に W_1 、 W_2 を再調整し、 f_{M2} を f_L に、 f_{M1} を f_H に接近させて、低域と高域の双方の周波数で広帯域化を図った2周波広帯域特性例を示す。寸法は、#1が $W_1 = 1.1$ cm、#2が $W_2 = 2.7$ cmであり、これらの共振周波数 f_{M1} 、 f_{M2} は1,450MHzと1,170MHzになる。

図から、低域の比帯域は26.3% ($\Delta f_{LM} = 270$ MHz)、高域では16.3% ($\Delta f_{HM} = 250$ MHz)が得られ、いずれの比帯域もBMTLAの帯域に比べ2.5倍程度改善され、広帯域な特性を有する2周波共用アンテナが実現できるこ

図17 T型無給電素子を2個配列したBMTLAの水平面内特性 ($S = 1.5$ cm)

とがわかる。

次に、図19は、図18で示す低域の帯域 Δf_{LM} 、高域の帯域 Δf_{HM} の上限、下限およびその中心周波数における水平面内指向特性を示す。図(a)が低域の帯域、(b)が高域の帯域の場合である。図より、低域ではほぼ無指向性、高域では8字特性を示し、図7(a)、(c)の特性と同様に、ここでも最大放射はY軸方向を向いており、T型無給電素子を増加して多周波または広帯域化を図った場合でも最大放射方向に変化がないことがわかる。Y軸方向の利得は、低域の帯域 Δf_{LM} で2~3 dBi、高域の帯域 Δf_{HM} で2~5 dBiの利得が得られることがわかる。

5. むすび

移動体通信用の多周波共用および広帯域アンテナの開発を目的として、さきに提案した分岐素子付き変形伝送線路アンテナ (BMTLA) にT型無給電素子を配列したアンテナを提案し、その特性をモーメント法より解析した。本論文では、解析対象周波数として自動車電話 (900MHz, 1,500MHz) 帯を使用し、T型無給電素子が1個と2個配列した場合について、リターンロス特性と指向特性の面から検討した。

その結果、低域 $f_L = 900\text{MHz}$ と高域 $f_H = 1,500\text{MHz}$ の2周波で動作する低姿勢BMTLA ($H = 0.09 \lambda_L$) にT型無給電素子を1個近接配列した場合は、中域共振周波数 f_M を f_L から f_H 間の広い範囲で調整可能な3周波共用アンテナを実現した。更に、 f_M を f_L 、または f_H に接近させると、その比帯域は低域周波数で24.4%、高域周波数で14.3%が得られる広帯域アンテナを実現できた。なお、このとき動作利得は f_L で2 dBi、 f_H で3.5 dBiである。また、 f_M の調整にはT型無給電素子の水平素子が非対称構造の形状が有効であることを明らかにした。指向特性は、低域では無指向性、高域では8字特性を示すが、

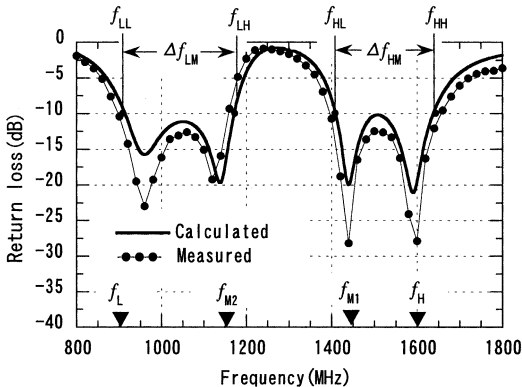
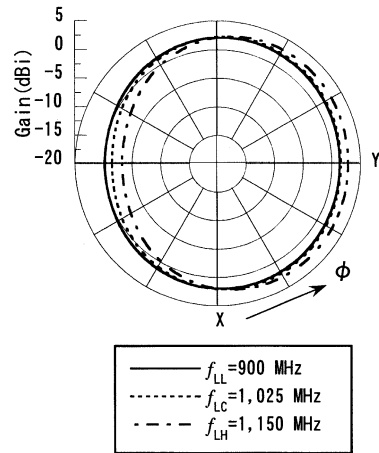


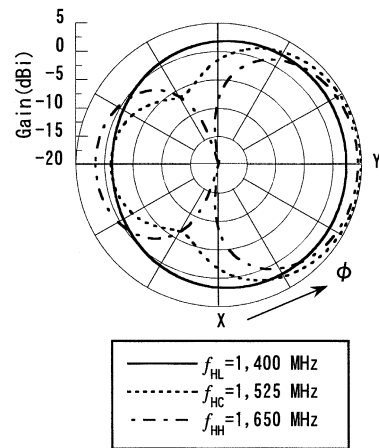
図18 T型無給電素子を2個配列したBMTLAの広帯域2周波特性 ($S = 1.5\text{cm}$)

高域での無指向性は、BMTLAの垂直素子間隔を狭くすることで改善できることを示した。

次に、T型無給電素子を2個配列した場合は、2個の素子を同形状にすると、比帯域は低域で32.6%、高域で23.9%を得ることができ、T型無給電素子を1個配列する場合に比べいずれも9%程度改善され、極めて広帯域な入力特性を得ることができた。また、それぞれに異なった長さのT型無給電素子を2個利用すると、4周波共用アンテナ (f_{M1} , f_{H1} , f_{M2} , f_{H2}) が実現できることを示し、更に2個のT型無給電素子の寸法を適当に選んで、 f_{M2} を f_L に、 f_{H1} を f_H に接近させると、低域と高域周波数の比帯域は、26.3%と16.3%が得られ、実に従来のBMTLAの帯域に比べ約2.5倍に広帯域化された2周波



(a) 低域 (Δf_{LM})



(b) 高域 (Δf_{HM})

図19 水平面内指向特性 (広帯域)

共用の自動車電話アンテナが実現できることを示した。また、指向性は、いずれも最大放射方向が同じ方向であるため本アンテナが自動車内設置型アンテナとして利用できることを示したが、無給電素子の形状が逆L型に比べ小型になるため、BMTLAの内部に設置が容易なことや多周波共用(広帯域)アンテナのわりにはアンテナ構造が比較的簡単である。今後は、広帯域特性や多周波特性を維持しつつ、更なるアンテナの小型化や波長に比べて小さい有限地板に設置した場合の解析について進めていきたい。

参 考 文 献

- (1) 鈴木淳司, 羽石 操, “折曲げスロット装荷周波数共用マイクロストリップアンテナ,” 信学論(B), vol.J85-B, no.2, pp.207-215, Feb.2002.
- (2) 陸田裕子, 新井宏之, 恵比根佳雄, “2周波共用積層型アンテナ,” 信学論(B), vol.J86-B, no.9, pp.1825-1832, Sept.2003.
- (3) 土田麻代, 玉熊一雄, 岩崎久雄, “広帯域平面アンテナ,” 2004信学総大, B-1-204, 2004.
- (4) R.King, C.W.Harrison and D.H.Denton, “Transmission-line missile antennas,” IRE Trans. On Antennas and Propagation, AP-8, no.1, pp.88-90, Jan.1960
- (5) 永井 淳, 佐藤太一, “伝送線形逆Lアンテナの解析,” 東北大学電通談話会記録, 第36巻, 第3号, pp.289-294, Sep.1967
- (6) 徳丸仁, “電気的小型アンテナ,” 信学論(B), vol.J71-B, no.11, pp.1206-1212, Nov.1988.
- (7) 関根秀一, 伊藤敬義, 大館紀章, 村上 康, 庄木祐樹, “並列共振を用いた広帯域逆Fアンテナの設計,” 信学論(B), vol.J86-B, no.9, pp.1806-1815, Sept.2003.
- (8) 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.
- (9) 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.
- (10) 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.
- (11) 呉 晃三, 平沢一紘, “2周波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, March2002.
- (12) 田口裕二郎, 陳 強, 澤谷邦男, “低姿勢逆F・逆L型八木・宇田アンテナの広帯域化,” 信学論(B), vol.J83-B, no.1, pp.65-70, Jan.2000.
- (13) 久我宣祐, 西村 崇, 新井宏之, 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, Sept.2003.
- (14) 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.
- (15) 中野久松, 深沢光利, 江藤ジュン, 山内潤治, “多重ループアンテナの放射特性,” 1999信学総大, B-1-114, 1999.
- (16) 伊藤敬義, 村上 康, 関根秀一, 庄木祐樹, “逆F形アンテナと無給電素子付きメアングアンテナを組み合わせた一点給電デュアルモードアンテナ,” 信学論(B), vol.J87-B, no.9, pp.1356-1362, Sept.2004.
- (17) 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, March1997.
- (18) 公文保則, 築地武彦, “分岐素子を有する2周波共用変形伝送線路アンテナ,” 信学論(B), vol.J86-B, no.12, pp.2570-2575, Dec.2003.
- (19) 築地武彦, 電波・アンテナ工学入門, 第13章, pp.196-198, 総合電子出版社, 2002.

