

# 周波数マルチプライヤを組み込んだ ミリ波誘電体アンテナ

田中 聰<sup>1</sup> 今村 圭太郎<sup>1,2</sup> 砂田 慎也<sup>2</sup>

A Millimeter Wave Colgate Structure Dielectric Antenna  
with the built-in Diode Frequency Multiplier

Satoshi TANAKA, Keitaro IMAMURA, Shinya SUNADA

## ABSTRACT

The dielectric antennas in millimeter wave region are very useful for the broadband mobile applications with small power dissipation. The colgate structure which is the one of the dielectric leakage antenna, should be longer in the size.

We designed the squeezed colgate type antenna and show that the antenna have low antenna directivities. This paper show the experiments of the antenna performance. Moreover the diode frequency multiplier is adapted to the dielectric antenna.

キーワード：ミリ波、誘電体アンテナ、周波数遅倍器、コルゲート構造

**Keywords:** Millimeter Wave, Dielectric Antenna, Frequency Multiplier,  
Colgate Antenna

## 1. まえがき

近年、2.45GHz 帯および 5GHz 帯の無線 LAN が広く利用されているが、複数の無線機器（ステーション）が共用で利用できる周波数帯域幅はおよそ 100MHz 程度であり、高品位な動画像の無線伝送や光ファイバーを用いたデータリンクの無線リンクへの置き換えなど、100Mbps 以上の伝送速度が必要とされる無線アプリケーションに適用するためには、周波数帯域幅が十分ではない。そこで、現用の周波数帯域で高速伝送を実現する方法として、最新のデジタル信号処理技術を駆使したシステムがこれまでに提案されている。その中で最も注目されている UWB (Ultra WideBand) 方式は既存の無線伝送システムと周波数帯域を共用しつつも、比帶域で 25%以上という従来の無線伝送システムと比較して極めて広い周波数帯域を使用することで、帯域あたりの空中線電力を充分に低く抑え、既存システムに干渉を与えることなく高速無線伝送を実現する方法

である。また、複数のアンテナ間で同じ周波数の電波を共用する MIMO (Multiple Input Multiple Output) 方式は空間分割により電波利用効率を高めるものである。このように利用帯域を広げ、空間利用効率を高める技術は重要であるものの、マイクロ波以下の低い周波数で小型広帯域アンテナの実現のためには困難な課題が多い。

これに対し、ミリ波帯 (30 ~ 300GHz) は他のシステムと干渉が少なく、空間分割が容易でかつ広い帯域が利用できる。さらに、アンテナを小型化できるため移動体通信用のアンテナとして有利である。

ミリ波帯の回路では金属表面における電力損失が極めて大きいことから、アンテナエレメントとして金属面のない誘電体アンテナ技術が盛んに研究されている [1]。また、給電線路長を極力短くして損失を減らすために能動デバイスをアンテナ部に組み込むアクティブ集積化アンテナも数多く提案されている。

誘電体アンテナでは誘電体構造の端面まで誘電体内をミリ波を伝搬させて、端面から放射するエンドファ

\*1 福山大学 工学部 電子・電気工学科

\*2 福山ガス株式会社

イア形と、伝送路からの漏れ波を合成して放射する漏れ波アンテナが広く用いられている。エンドファイア形は放射面積が狭いため放射効率に難があり、一方の漏れ波アンテナでは漏れ量を調整するための構造物のために利用できる周波数帯域が狭くなるという難点がある上、アンテナ長が長くなり小型化の面では不利である。

そこで私たちはイメージ線路形コルゲート構造の漏れ波アンテナを基本として誘電体内に閉じこめる構造とすることと、コルゲートの凹凸面の間隔を調整することにより指向性利得を低く押さえることができる誘電体小型アンテナの開発を行ってきた。このアンテナの動作実験のためにアンテナに C → Ka バンドの周波数倍器を組込み、給電損失を低減するとともに広帯域のアンテナ特性を測定できる構成とした。

本稿では 2. において開発中の誘電体アンテナの構造と動作原理について述べ、3. ではスロットラインを用いたダイオード周波数倍器の構造と動作解析結果について述べる。さらに、4. で実験結果について述べ、5. でまとめとする。

## 2. 誘電体アンテナ

図 1 は地板上に置かれたコルゲート構造をもつ直方体の誘電体アンテナである。このアンテナでは誘電体端面から給電し x 方向に放射する。溝の深さ  $t$  が誘電体の厚み  $b/2$  に比べて十分小さい場合には、誘電体の内部すなわちイメージ線路を伝搬する波とコルゲートである表面部分を伝搬する漏れ波モードに分けて動作理論を考える。すなわち、直方体のイメージ線路部分に励起される導波モードでは  $TM_{01}$  モードが基本モードであるため、周辺空間を伝搬する波とのモード結合を考慮して求める Marcatili の方法 [2] を用い、たとえば  $a=7\text{mm}$ ,  $b/2=4\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.6$ ,  $32\text{GHz}$  において誘電体内部の

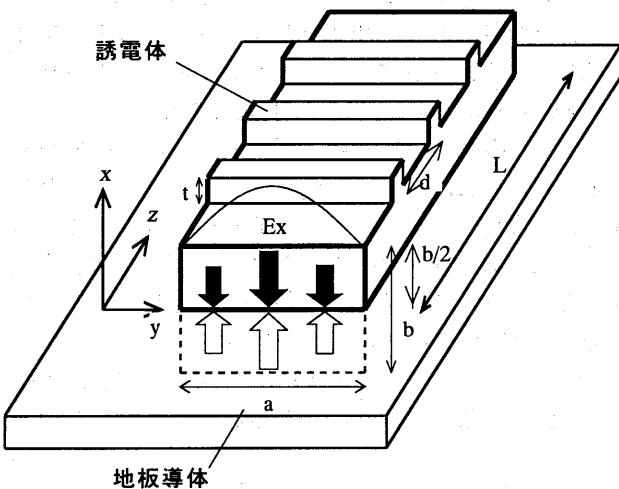


図 1 コルゲート構造形誘電体アンテナ

$z$  方向の定在波の波長が  $4.54\text{mm}$  と求まる。コルゲート線路の表面における表面波のうち遅波を用いるならば、コルゲート構造の周期  $d$  は  $4.92 < d < 9.85 \text{ mm}$  となる。またコルゲート部の凹凸の差  $t$  は文献 [3] により  $t=0.5\text{mm}$  とした。誘電体内部の波の位相速度と表面波の位相速度が異なるため、これら値を元に電磁界の解析を行い最適な構造を見いだすこととした。電磁界解析には FDTD 法を用いた。給電点は  $x=b/4$  の位置、つまり  $x=2\text{mm}$  で  $z=6.3\text{mm}$  の位置に配置している。図 2 は放射面である凹凸のある面上で  $x=5\text{mm}$  の位置における  $x$  方向（進行方向） $E_x$  のパターンである。電界強度が高いところがコルゲートの凸部に現れていることがわかる。 $z$  軸方向に誘電体内部を進んだ波が端面から放射されていく様子も分かる。一方、図 3 は同じアンテナの遠方における放射強度を表す理論値である。回転方向は極座標系における  $\theta$  方向である。給電点の反対の端面からの放射が強く、さらに  $Z$  軸から  $40$  度傾斜した方向に鋭いビームが現れていることがわかる。

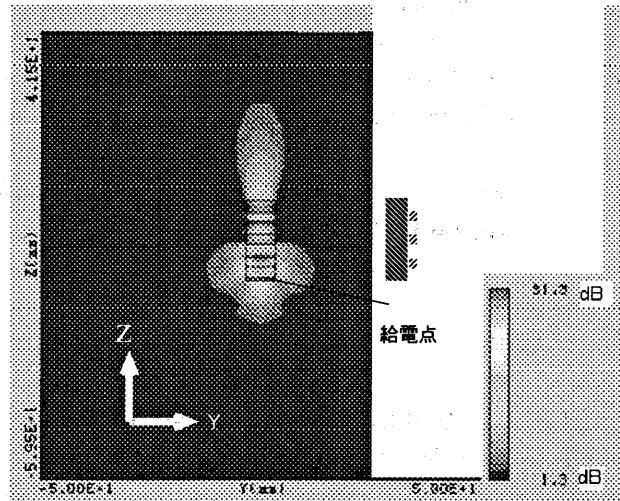


図 2 アンテナの放射電界  $E_x$  (32GHz)

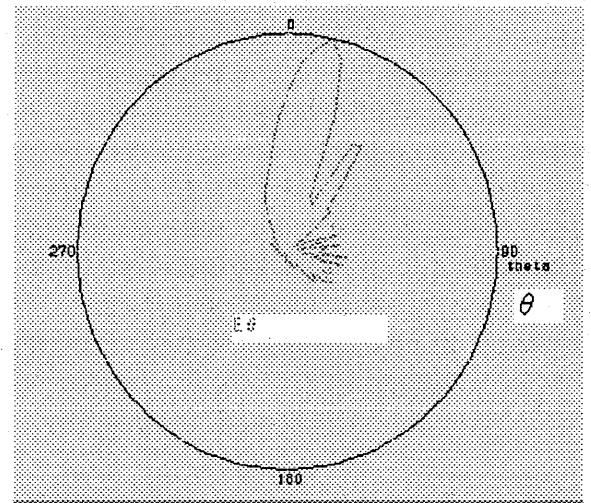


図 3 アンテナの放射電界  $E_\theta$  (32GHz)

この計算は 32GHz の場合であるが、その周辺の周波数でも同様な電磁界解析を行った。その結果によると 30GHz から 34GHz の広帯域にわたって、この電界パターンはあまり変化がないことが分かった。

### 3. 周波数倍増器

誘電体アンテナを広帯域で動作させるためには広帯域の発振器が必要であるが、少ない損失でアンテナまで導入することが困難である。また、伝送路の周波数特性を受けるためにできるだけ短い距離で給電することが望ましい。そのような要請からアンテナの近くに周波数倍増器を置き、6.4 GHz 帯のマイクロ波を 5 週波数倍して 32GHz 帯のミリ波を得ることにした。

周波数倍増器は図 4 のようにプリント基板上に作られたスロットライン上に 3 個のショット・キ・バリアダイオードを並べた構造としている。[4]

まず、Spice シミュレータにより動作解析を行い回路を最適化する。使用したショット・キ・バリアダイオード (Agilent Technology 社 HSCH-9251) の SPICE パラメータは同社のデータシートにあるものを利用した。このダイオードは 2 つのダイオードが逆向きに並列接続された構造であり、解析モデルでは一つひとつのダイオードに対してこれらのパラメータを適用する。ダイオードは図 4 のように 1.2mm 厚のスロットライン上にほぼ等間隔に配置される。スロットラ

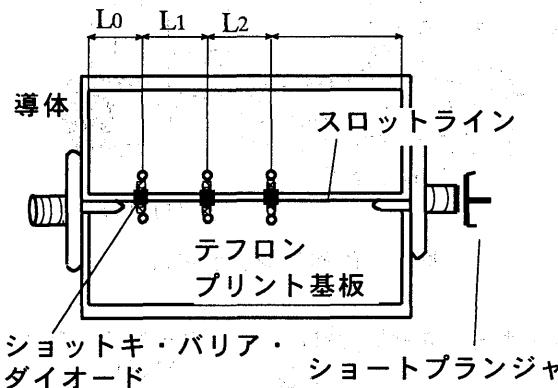


図 4 ダイオード周波数倍増器

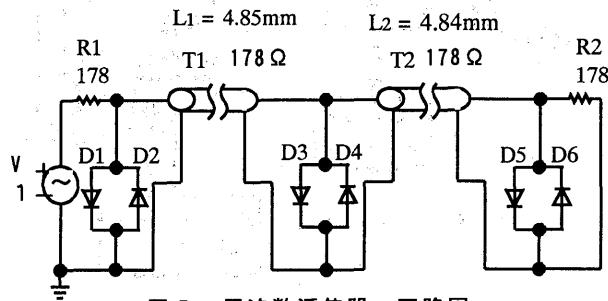


図 5 周波数倍増器 回路図

インの特性インピーダンスおよび伝搬波長  $\lambda$  は S.B.Cohn [5] により与えられているが、ダイオードのリード端子長を考慮してスロット幅を 0.4mm とすると、スロット上のミリ波の波長および特性インピーダンスは  $\lambda_s = 4.0\text{mm}$ 、 $Z_c = 178 \Omega$  となる。これらの結果から等価回路モデルを求めたのが、図 5 の回路図である。ここでスロットライン線路は損失や分散のない TEM 線路で表現されている。また、入力信号振幅は 10mW の入力時に完全インピーダンス整合が得られるとして、ダイオード両端に印加される電圧は 1.3V 程度である。そこでモデル計算では 1.3V のマイクロ波電圧源を接続し、ダイオード間は長さ  $L_1, L_2$  で特性インピーダンス 178  $\Omega$  の伝送線路で表現している。

同回路に 6GHz 帯の正弦波を入力した場合の応答を SPICE の過渡解析により求め、さらに出力電圧をフーリエ解析した結果の一例を図 6 に示す。解析結果は入力周波数を基本周波数として整数倍の高調波が現れている。このように解析結果を逐次変換しながら出力が最大になるような  $L_1, L_2$  の値を求める。今回は中心周波数を 6.4GHz において最適化し、 $L_1=L_2=4.5\text{mm}$  とした。

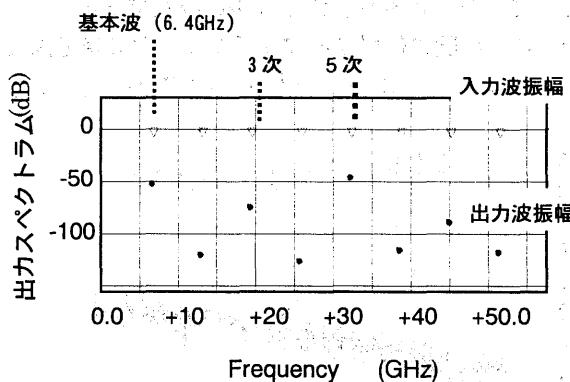


図 6 フーリエ解析結果 (6.4GHz 入力)

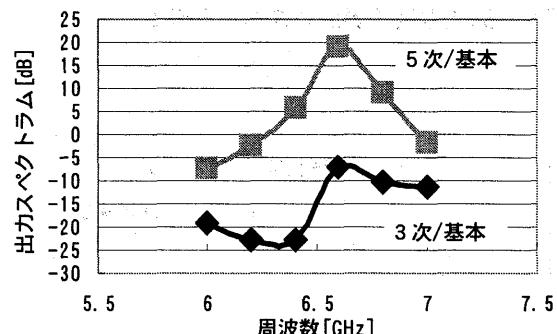


図 7 入力信号周波数と高調波信号電力比 (対入力波電力)

入力周波数を 6.0GHz から 7.0GHz まで可変したときの 3 次および 5 次の高調波の振幅の計算値を図 7 にまとめた。この結果では 3 次高調はより 5 次高調波の方が約 20dB 程度強く表れることが分かる。ただ、高調波出力の絶対値は -50dB と低いため何らかの受信側での工夫が必要となるだろう。

#### 4. 試作実験

ここでは試作した周波数倍器と誘電体アンテナの動作実験の結果について述べる。

周波数倍器の入力端子から 6.2GHz から 6.8GHz の範囲のマイクロ波を入力して出力端子からスペクトルを測定した。6.4GHz 入力時の出力スペクトルを図 8 に示すが、表示されているレベル値はその周波数の絶対値を表示していない。また、測定器の性能限界のために第 3 次高調波までの測定しかできない。周波数ごとの 3 次高調波成分の測定値と 3.7 で示した理論値を図 9 にプロットした。3 次高調波では 6.4GHz 以下ではほぼ理論値に一致しているが 6.6GHz では大きく異なっている。5 次高調波成分も同様な傾向を示すことが予想される。現在試作している装置ではスロットライン線路と測定器のインピーダンス整合も考えていないラフな測定結果であり、正確な測定は今後の課題である。

図 10 に、実験に使用するマルチプライヤの構造図を示す。入力コネクタから入ったマイクロ波はスロット

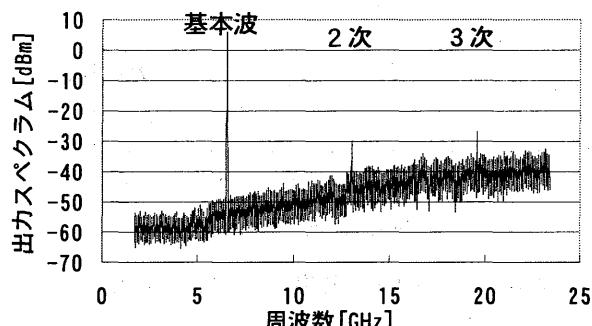


図 8 周波数倍器出力スペクトラム

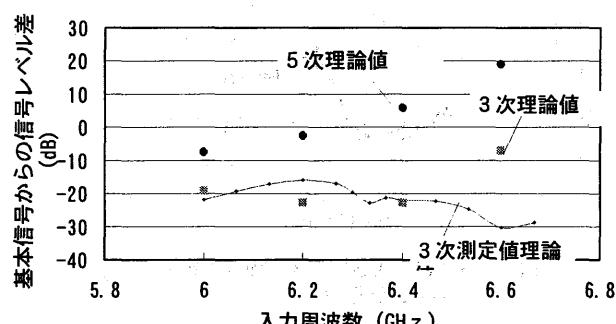


図 9 過倍器出力レベル差

ラインを伝わり高調波成分が発生する。アンテナで利用するのは 5 次の高調波成分のみであり、実用的には 5 次の信号成分以外を遮断するフィルタを搭載する必要がある。しかし、今回はアンテナの放射実験のみであり、受信側での干渉を伴わないことから、構造を複雑にするフィルタは実装していない。

スロットラインを伝搬したミリ波成分は誘電体アンテナの下部と結合されている端面からアンテナ部に給電される。通過する波は終端にある可変ショートバーで反射され、給電効率がよくなるように調整が行われる。アンテナの上部端子からは 3.7 で示したように強い放射が見られることから、これを防止するために 3 層の誘電体ブロックを置いた。

今回の構成の周波数倍器は入力信号がスロットラインを伝わっているときに金属であるプリント基板によって減衰してしまい、出力が小さくなってしまうというデメリットがある。しかしダイオードを実装するために金属は必要不可欠であるために、この部分での損失の低減は大きな課題である。

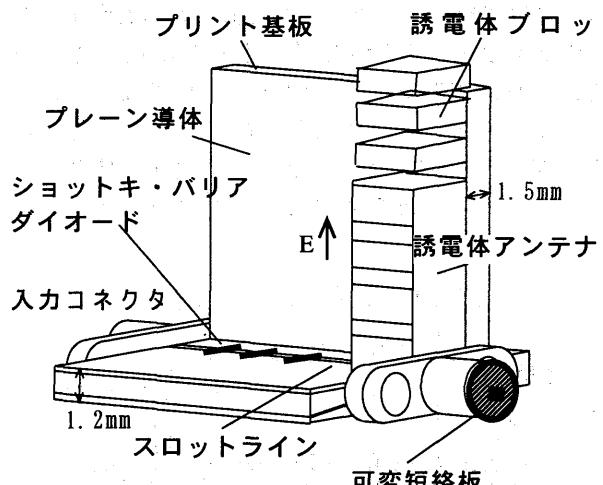


図 10 試作アンテナ構成

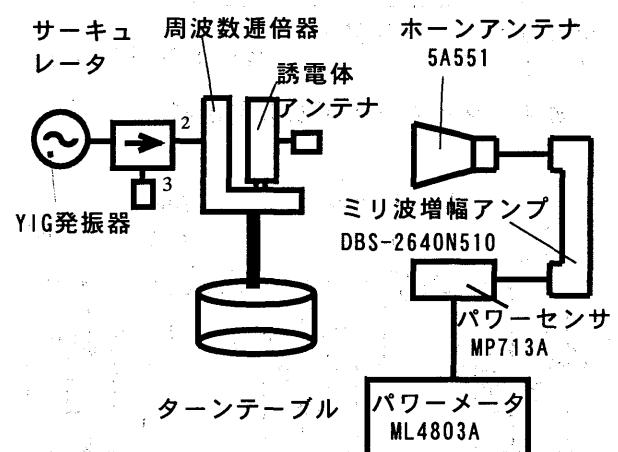


図 11 放射電力測定系

放射特性の測定は図 11 に示すようにターンテーブルに誘電体アンテナユニットを搭載し、50cm 離れた位置で放射電力を測定した。なお、放射電力が微少であるため、受信には 25dB の利得のあるミリ波アンプを用いている。

32GHz (6.4GHz 給電)の場合の、E面方向とH面方向の放射パターンを測定した結果を図 12(a) (b)に示す。今回の試作アンテナはできるだけ指向性利得を小さくし、全方向の放射を目指している。E面の結果で  $\theta = -70$  度付近のピークはコルゲート構造によるものであり、2.に示した理論結果を裏付けるものである。 $+30$  度から  $60$  度にかけての放射の小さいところがあるが、倍速器を囲むL字形の地板の影響であると考えている。H面の特性が左右対称にならないのもやはり地板の影響である。このことは 32GHz 以外の周波数での動作ではより平坦な放射特性を得ることができるこ<sup>ト</sup>からそのように判断される。

## 5.まとめ

本研究では Ka バンド帯で広帯域化が容易で低損失なコルゲート形誘電体アンテナを試作し、その動作を実験により測定した。アンテナ設計のための理論的なア

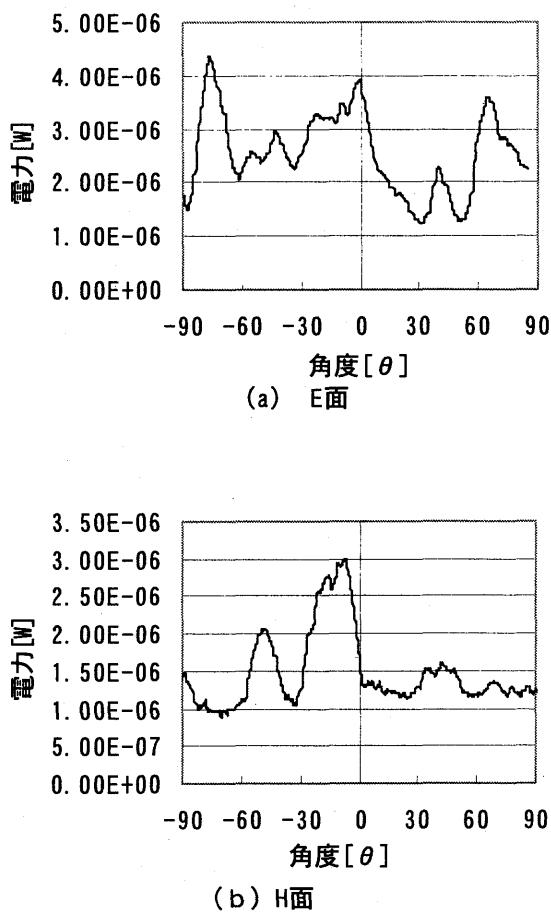


図12. 誘電体アンテナ放射パターン

プローチとして FDTD 法を用いてアンテナの設計を行った。アンテナの放射面にはストリップ導体を使わず、誘電体のみから放射が行われる構造とした。FDTD 解析では特に誘電体内の電磁界分布パターンがコルゲートのパターンに一致するような構造を模索したが、簡単な伝送路モデルから求まるパラメータでは良い一致が得られず、数値解析により試行錯誤した結果を採用することになった。今後、より簡便な設計式の導出や手順の見直しが必要である。

広帯域でのアンテナ動作実験を行うために、信号源として 6GHz 帯のマイクロ波信号を 5 週波数倍して 30GHz 帯の信号を得ることができる周波数倍器を試作した。倍速器は 3 つのショットキバリアダイオードをスロットライン線路上に並べた構造で Spice モデルを用いて線路長を設計したが、ミリ波帯では損失が大きく、理論値よりも低い出力しか得られていない。十分な出力を得るためにには入力するマイクロ波の電力を増大させる必要がある。また周波数倍器ではスロット部分の金属板の影響で信号が急激に減衰し、出力が小さくなる傾向が観測された。

損失の低減効果についてはまだ評価できていない。マルチプライヤに垂直に取りつけた金属板が大きすぎるため H 面のパターンの平坦性が低い。こういった構造上の問題についても今後の検討が必要である。

## 参考文献

- [1] たとえば Shanja Xu, and Xinzhong Wu : "A Millimeter-Wave Omnidirectional Dielectric Rod Metallic Grating Antenna", IEEE Trans. Antenna and Propagation, Vol.39, No.7, pp.883-891.JANUARY 1996.
  - [2] 松田 静男 “導波伝送基礎理論”, 第 1 版, 東海大学出版会, pp. 214-221, 1992.
  - [3] 手代木 扶／米山 務 : “新ミリ波技術”, 第 1 版, オーム社, pp. 79-125, 1999.
  - [4] Marek T. Faber / Jerzy Chramiec / Miroslaw E. Adamski : "MICROWAVE AND MILLIMETER-WAVE DIODE FREQUENCY MULTIPLIERS", Artech House
  - [5] 小西良弘 : "実用 マイクロ波技術講座 理論と実際 第一巻", ケイラボ出版, 2001.
- Publishers, pp. 7-9, 1995.