マイクロストリップ電磁結合スロットアンテナの FDTD 法を用いた等価回路による設計

非会員 須賀 寛 祥 (電気通信大学 電子工学科)

非会員 石居 正 典 (電気通信大学 電子工学科)

正員 岩崎 俊 (電気通信大学 電子工学科)

Design of Electromagnetically Coupled Microstrip Slot Antenna Using an FDTD Equivalent Circuit Approach

Hiroyoshi Suga, Non-member, Masanori Ishii, Non-member, Takashi Iwasaki, Member (Department of Electronic Engineering The University of Electro-Communications)

A method to design an electromagnetically coupled microstrip slot antenna is proposed. The method is based on an equivalent circuit approach, where the slot part of the antenna is analyzed by the FDTD method and the stub part is regarded as a transmission line. In this paper, the electromagnetically coupled slot antennae are designed using the equivalent circuit method in 2-10GHz. As a result, it is concluded that this method is applicable if the stub length is longer than the width of microstrip line. It is also shown that the method is suitable for designing an offset feeding slot antenna.

キーワード：電磁結合スロットアンテナ、FDTD 法、スタブ、等価回路、オフセット給電

1. はじめに

マイクロストリップアンテナの有力な設計手法に、時間領域差分法 (FDTD 法)⁽¹⁾があるが、長い計算時間を必要とする。しかし、マイクロストリップ電磁結合スロットアンテナは、スロット部とインピーダンス整合用のスタブ部から構成されるため、スロット部分の特性のみを FDTD 法により計算し、スタブ部を伝送線路として取り扱う効率的な設計を行える可能性がある。

本論文では、通常の中央給電マイクロストリップ電磁結合スロットアンテナおよびオフセット給電マイクロストリップ電磁結合スロットアンテナに対して上記の設計法を適用し、その有効性及び適用可能範囲を、実験結果との比較によって検討する。

2. 電磁結合スロットアンテナについて

ここで検討する電磁結合スロットアンテナの形状を図 1 に示す。構造的にはプリント基板にマイクロストリップ線路を製作し、そのグランドプレーンにスロットを設けた構造となっている。図 1 の構造の電磁結合スロットアンテナは、スロットの直列等価インピーダンス Z_{slot} を用いて、図 2 に示す等価回路で表すことが可能である⁽²⁾。ここで、 Z_0 はマイクロストリップ線路の特性インピーダンスである。

図 1 電磁結合スロットアンテナの形状

Fig.1. Structure of electromagnetically coupled microstrip slot antenna

図 2 電磁結合スロットアンテナの等価回路

Fig.2. The equivalent circuit of a slot in the ground plane of a microstrip line.

スロットより伸びたマイクロストリップ線路はスタブとし

て作用する。したがって、この部分のマイクロストリップ線路の長さを調整することにより、例えば、 Z_{slot} のリアクタンス分がインダクティブな場合には、スタブのキャパシティブなリアクタンス分で打ち消して、マイクロストリップ線路、スロット及びスタブのシステム全体のインピーダンス整合をとることが可能である⁽²⁾。なお、この構造自体がバラン (balun: 平衡-非平衡変換器) として働く。

3. 等価回路法

電磁結合スロットアンテナは、スタブの長さを変化させインピーダンス整合を取るため、スタブの長さはスロットアンテナ等の平面アンテナ解析には、通常FDTD法 (Finite Difference Time Domain method) などが用いられる。このときアンテナのインピーダンスマッチングを取る際に、スタブの長さを変化させる毎にFDTD計算を繰り返し行う必要がある。本論文で提案する等価回路法では、スロットアンテナをスロット部とスタブ部に分けて解析を行い、スロット部についてはFDTD法により計算し、スタブ部については伝送線路として取扱い計算を行う。このため、スタブ長を変えるたびにFDTD法による計算をする必要がなく、効率的なスロットアンテナの設計が可能となることが期待できる。

〈3・1〉 スロットアンテナの等価回路 図1または図2に示したスロットアンテナのスロット部を2ポートの回路として扱い図3に示す等価回路としてモデル化する。この等価回路はスロット部のSパラメータとスタブ部の伝送線路から構成される。

図3 スロットアンテナの等価回路
Fig. 3. Equivalent circuit of the slot antenna

この設計法において、アンテナのスロット部のSパラメータをあらかじめFDTD法により計算し、スタブ部については開放端の線路として扱う。スタブの反射係数 Γ_{stub} はスタブの長さ l 、伝搬定数を β とすると、式(1)のように表される。

$$\Gamma_{stub} = e^{-2j\beta l} \quad (1)$$

式中の β は以下の式(2)～(5)で与えられる。なお、 h は誘電体基板の厚み、 w と t はそれぞれストリップ線路の幅と厚み、 ϵ_r は基板の比誘電率である⁽¹⁾。

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ \frac{\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_{eff}}}{1 + 4F^{-1.5}} + \sqrt{\epsilon_{eff}} \right\} \quad (2)$$

$$F = \frac{2h\sqrt{\epsilon_r - 1}}{\lambda} \left[1 + 2 \log_{10} \left(1 + \frac{w}{h} \right) \right]^2 \quad (3)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} A(w/h) - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (4)$$

$$A(w/h) = \begin{cases} (1 + 12w/h)^{-0.5} \\ + 0.004(1 - w/h)^2, & w/h \leq 1 \\ (1 + 12w/h)^{-0.5}, & w/h \geq 1 \end{cases} \quad (5)$$

FDTD法により無限長の線路上にあるスロットのSパラメータを求め、スタブの反射係数 Γ_{stub} に縦続接続すると、スロットアンテナ全体の反射係数 Γ は式(6)のようになる⁽³⁾。

$$\Gamma = S_{11} + \frac{e^{-2j\beta l} S_{12} S_{21}}{1 - e^{-2j\beta l} S_{22}} \quad (6)$$

スロットの直列等価インピーダンスを $Z_{slot} = R + jX$ とすれば、インピーダンス Z_{slot} とSパラメータとの間に

$$Z_{slot} = Z_0 \frac{2S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (7)$$

なる関係がある。以上の関係および近似を用いて、以下の手順で設計を行う。

- (1) スロットの幅を実際に製作可能な値とし、その長さを Z の実数部(抵抗分) R がマイクロストリップの特性インピーダンスと等しくなるようにFDTD計算を用いて決める。
- (2) そのときのスロットのSパラメータを求める。
- (3) Z_{slot} の虚数部 X がキャンセル出来るスタブ長を計算する。
- (4) 式(6)により全体の反射係数 Γ を計算する。

なお、本論文では、アンテナの共振周波数を Z_{slot} の虚数部(リアクタンス分)がスタブによりキャンセルされる周波数と定義する。

図4,5はFDTD法により、特性インピーダンスが50Ωの無限長の線路上にある2GHz共振スロットと、等価回路法により計算した整合を取ったスロットアンテナとのインピーダンスの比較である。この場合、スロットの長さ $l_{slot} = 50.5\text{mm}$ としたとき2GHzでインピーダンスの実部が50Ωを取ることが分かる。なお、数値計算に使用したこの他の構造パラメータは、基板の厚さ $h = 0.8\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r = 2.17$ 、マイクロストリップ線路の幅 $w = 2.5\text{mm}$ 、線路導体の厚さは線路上の電界 E を0としてFDTD法により計算しているため0.0mmである。また、半波長共振であるスロットアンテナの共振周波数を決定するスロット長 l_{slot} は、スロットが誘電体上にあるので $\lambda/2$ よりも小さくなる。

等価回路法を適用しスタブの長さを $l = 4.8\text{mm}$ とした

図 4 2GHz 共振スロットが無限長線路上にある場合とスタブによって線路に整合させた場合のインピーダンスの実部の比較

Fig. 4. Real part of impedance for a slot part and a matched 2GHz slot antenna impedance

図 5 2GHz 共振スロットが無限長線路上にある場合とスタブによって線路に整合させた場合のインピーダンスの虚部の比較

Fig. 5. Imaginary part of impedance for a slot part and a matched 2GHz slot antenna impedance

とき、インピーダンスの虚部のみが変化し共振周波数において 0 となり、整合が取れる。このように、等価回路法では整合が取れるスタブ長 l を求めることにより、アンテナの反射係数を求めることが可能である。

〈3・2〉 FDTD 法によるスロット部の解析 等価回路法に用いるスロット部特性の解析には、図 6 のような設定で FDTD 法により解析を行う。スロットの前後の線路上に観測点を設定し、基準面での反射係数 S_{11} 及び透過係数 S_{21} を求める。ストリップ線路は解析空間面にある Mur の 2 次吸収境界条件に接しているために、無限長のストリップ線路として見なすことができる。

〈3・3〉 適用範囲 伝送線路中にスロットのような不連続となる部分が存在する場合、高次モードが発生する。等価回路法では、スタブを単一モード線路として仮定してい

図 6 スロット部解析時の FDTD 設定
Fig. 6. FDTD analysis for the slot part

表 1 10GHz 共振スロットアンテナのスロット部解析時における FDTD 計算のパラメータ

Table 1. Parameters of FDTD analysis for the slot part of a 10GHz slot antenna

	x 方向	y 方向	z 方向
1 セルの大きさ	0.16 mm	0.5 mm	0.1 mm
セル数	50	40	50
ステップ数	2000		
入力パルス	ガウシアンパルス		

るため、単一モード動作とみなせない場合は、等価回路法の適用は困難となる。高次モードのカットオフ周波数 f_c は以下の式 (8) で表される⁽⁴⁾。

$$f_c \cong \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}(2w + 0.8h)} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 c は真空中の光速、 ϵ_r は基板の比誘電率、 w はストリップ線路の幅、 h は基板の厚さを示している。設計の対象とする周波数を、 f_c より低く設定する必要があることは当然であり、このとき高次モードは伝搬モードでなく、伝搬しない減衰的なモードとなる。さらに、カットオフ周波数が十分高ければ、高次モードの減衰が大きくなり、等価回路法を適用する場合に有利になる。今回の検討では、基板の厚さ $h=0.8\text{mm}$ 、線路の幅 $w=2.5\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r=2.17$ の基板を考えるが、このときカットオフ周波数 f_c は約 36GHz となる。しかし、これでも数 GHz 以上では、整合条件を満たすスタブの長さが短くなり、非伝搬高次モードを無視できないことが考えられる。カットオフ周波数を高くするには、式 (8) から、基板の厚さ h と線路幅 w を小さくすると良いことがわかる。

〈3・4〉 適用範囲の評価 等価回路法の適用範囲を検討するため、スタブ部を含む全体を FDTD 法のみによって計算する方法（以下、単に FDTD 法と呼ぶ）でインピーダンス整合を取ったスロットアンテナの反射係数を計算し、これを真の値として等価回路法との比較を行う。誤差評価においては、両者の共振周波数の差を取り計算する。なお、この評価における等価回路法でのスタブ長は FDTD 法で

計算したスタブ長とする。適用範囲を決定するために2種類の基板で検討を行い、複数のスロットアンテナの特性をFDTD法で求め、各共振周波数におけるスタブの長さとの誤差を計算した。なお、基板はテフロン基板を想定し比誘電率 $\epsilon_r=2.17$ とし、基板の厚さ $h=0.8, 1.6\text{mm}$ の2種類で検討を行った。

図7 スタブ長の変化による等価回路法の共振周波数の誤差
Fig. 7. Error of resonance frequencies v.s. stub length in the equivalent circuit method

図7にFDTD法で計算したスロットアンテナの共振周波数を示す。この図では、縦軸に共振周波数の誤差を、横軸についてはスタブの長さをストリップ線路の幅で正規化した値を示している。ストリップ線路のカットオフ周波数は比誘電率を一定とした場合、線路の幅 w 及び、基板の厚さ h によって決定され、また、特性インピーダンスを 50Ω としている場合、両者の比は一定である。このため、線路幅 w を基準として正規化を行っている。各基板によるマイクロストリップ線路の幅 w は特性インピーダンスが 50Ω となるように決定しており、厚さ $h=0.8\text{mm}$ の基板（実線）で線路幅 $w=2.5\text{mm}$ 、厚さ $h=1.6\text{mm}$ の基板（破線）で線路幅 $w=5.0\text{mm}$ となっている。

図8は厚さ $h=0.8\text{mm}$ の基板を用い共振周波数2GHzにおいてFDTD法の計算結果と等価回路法の計算結果とを反射係数で比較したもので、図9は同様に $h=0.8\text{mm}$ の基板を用い共振周波数4GHzで比較を行ったものである。なお、スロット長 l_{slot} はそれぞれ、 50.5mm 、 25.5mm であり、図中のECMは等価回路法を意味している。

図8,9を比較すると正規化スタブ長の値が大きい2GHzスロットアンテナの方が共振周波数だけでなく、広帯域にわたってFDTD計算値との値が一致している。反対に、正規化スタブ長の値が小さくなる4GHz共振スロットアンテナでは、FDTD計算値とのずれは大きくなりアンテナの特性を正確に求めることは困難となる。この誤差の原因としては、すでに述べたように、スタブが短いため単一モードの伝送線路として扱うことが出来ないためである。

図7より厚さによって若干差があるものの、正規化スタ

図8 2GHz共振スロットアンテナでの等価回路法(ECM)とFDTD法の比較
Fig. 8. Reflection coefficients of the 2GHz slot antenna calculated by the equivalent circuit method and the FDTD method

図9 4GHz共振スロットアンテナでの等価回路法とFDTD法の比較
Fig. 9. Reflection coefficients of the 4GHz slot antenna calculated by the equivalent circuit method and the FDTD method

ブ長が1.0（スタブがストリップ線路の幅と等しい長さ）以上であれば、共振周波数での誤差は5%以下になり比較的精度良く設計が可能であることがわかる。

4. 実験

計算結果を確かめるため、基板の厚さ $h=0.8\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r=2.17$ のテフロン基板を用い3.5GHz, 10GHz共振スロットアンテナの製作を行った。なお、スロットの幅は両者とも 0.3mm としている。

〈4・1〉実験の構成 実験は、ネットワークアナライザを用い電波暗室内で行った。ネットワークアナライザはTRL(Thru-Reflect-Line)校正法⁽⁵⁾を用いて校正した。TRL校正法は、コネクタを含めた基準面までの線路を誤差回路とみなし、ネットワークアナライザの校正を行う方法である。これによって、同軸コネクタの影響を取り除いたマイクロストリップ線路の基準面におけるアンテナ測定が可

能となる。今回の実験では、基準面をコネクタから 25.0mm 離れた位置に設定し測定を行った。

また、TRL 校正法に必要な標準線路と反射端は図 10 に示すようなものを試作した。なお、同図 (b) の反射端はストリップ線路の開放端としているが、この開放端の反射係数は既知である必要はない。ただし、これらに用いた同軸 (SMA) コネクタは、すべて同じ特性を持つものと仮定している。

図 10 TRL 校正に必要な標準線路と反射端
Fig. 10. Standards for the TRL calibration

測定可能な周波数帯域は、(a),(c) の長さの差 D によって決定される。図 10 では 3GHz を中心とした場合の標準線路を示しており、 $D = 17.0\text{mm}$ である。また、10GHz 帯測定用として $D = 0.5\text{mm}$ となるような 55mm の標準線路も同時に製作をした。

〈4・2〉 3.5GHz 共振スロットアンテナ 等価回路法の適用範囲内のスロットアンテナを製作するため、正規化スタブ長が約 1 となるようなアンテナとして、3.5GHz 共振スロットアンテナの設計を行った。図 11 はその結果である。

〈3・2〉で述べた FDTD 法によって、スタブ無限長時のスロットの S パラメータを計算し、設計を行った。その結果、スタブの長さ $l = 2.5\text{mm}$ となった。なお、スロットの長さ l_{slot} は、3.5GHz で半波長共振するよう 29.5mm とした。

実線は測定値、破線は等価回路法によって求めた値である。図 11 より正規化スタブ長が 1 のとき、製作したアンテナの測定値と等価回路法の計算値とは良く一致している。このことから、スタブがストリップ線路の幅程度あれば、FDTD 法でスロットアンテナ全体の解析をすることなく等価回路法によって設計が可能であることが確認できる。

〈4・3〉 10GHz 共振スロットアンテナ 次に、等価回路法の適用が困難と考えられる、高い共振周波数を持つスロットアンテナで実験を行った。スロットの長さ $l_{\text{slot}} = 10.2\text{mm}$ 、スタブの長さ $l = 0.5\text{mm}$ である。

図 12 では、スタブが線路幅よりも短いために図 11 と異

図 11 製作した 3.5GHz 共振スロットアンテナと等価回路法の比較

Fig. 11. Reflection coefficients of a 3.5GHz slot antenna calculated by the equivalent circuit method and the corresponding measurement result

なり、等価回路法による設計が不可能であることを示している。このようにスタブが短いスロットアンテナでは、全体の構成に対して FDTD 法による設計を行う必要があることがわかる。

図 12 製作した 10GHz 共振スロットアンテナと等価回路法の比較

Fig. 12. Reflection coefficients of a 10GHz slot antenna calculated by the equivalent circuit method and the corresponding measurement result

5. オフセット給電スロットアンテナ

スロットアンテナの広帯域化の目的で用いられるオフセット給電スロットアンテナについて等価回路法を適用し検討を行う。オフセット給電スロットアンテナは図 13 に示すような構造である。図中の d はオフセット量を示している。

〈5・1〉 等価回路法の誤差 〈3・4〉と同様に共振周波数の誤差の計算を行った。その結果を図 14 に示す。

厚さ $h = 0.8\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r = 2.17$ の基板を用い 5GHz

図 13 オフセット給電スロットアンテナの形状
Fig. 13. Structure of an electromagnetically coupled microstrip slot antenna with an offset feeding

共振スロットアンテナ ($l_{slot}=20.5\text{mm}$) でオフセット量を変化させ誤差計算を行った。なお、マイクロストリップ線路の幅は $w=2.5\text{mm}$ である。図中の値 d はオフセット量を示している。この結果、中央給電の時と若干誤差の変化が異なるがオフセット給電を用いることによってスタブが伸び、誤差が小さくなることが分かる。以上から、オフセット給電を用いることは等価回路法の適用範囲を広げるといふ点でも有効であると考えられる。

図 14 オフセット給電におけるスタブ長の変化による等価回路法の共振周波数の誤差

Fig. 14. Error of resonance frequencies v.s. stub length for the offset feeding slot antenna using the equivalent circuit method

図 15,16 は図 14 で用いたスロットと同じ寸法のものを、スタブが無限長として FDTD 法により計算したインピーダンスである。

この結果、オフセット量を増やすと実部、虚部ともインピーダンスの変化が小さくなることが分かる。スタブにより整合を取る場合においてオフセット量が多い方が、共振周波数でのインピーダンスの虚部が小さいため線路を短くする量が小さくスタブは長くなる。このため、オフセッ

ト量が増えることにより等価回路法の適用が可能になると考えられる。

図 15 オフセット量の変化におけるスロット部のみのインピーダンスの変化 (実部)

Fig. 15. Real part of the offset slot part impedance

図 16 オフセット量の変化におけるスロット部のみのインピーダンスの変化 (虚部)

Fig. 16. Imaginary part of the offset slot part impedance

〈5・2〉 オフセット給電スロットアンテナの製作、および測定 共振周波数誤差の確認のためオフセット量を $d=6.5\text{mm}$ としてスロットアンテナの設計・製作を行った。なお、この時のスタブの長さ $l=3.1\text{mm}$ である。図 17 に、製作をしたスロットアンテナと等価回路法の計算値との比較結果を示す。

図 7 と比較して、共振周波数誤差は中央給電時の 3GHz 共振スロット程度に抑えられ、中央給電時に比べてオフセット給電を行うことで誤差が小さくなることがわかる。FDTD 法との比較では、オフセット量 $d=6.5\text{mm}$ で誤差 2.5% であるから、実験結果と比較するとやや大きい誤差となっている。この原因は、実験に用いたスロットアンテナの製作精度によるものであると考えられる。これらの計算及び実

図 17 オフセット給電スロットアンテナの測定値と等価回路法の計算値との比較

Fig. 17. Reflection coefficients of the offset feeding slot antenna calculated by the equivalent circuit method and the corresponding measurement result

実験結果から、オフセット給電スロットアンテナに対して等価回路法による設計を適用することにより、共振周波数の誤差を小さくすることが可能であり、比較的高い共振周波数のスロットアンテナにおいても小さい誤差で設計が可能となる。

〈5・3〉中央給電スロットアンテナとオフセット給電スロットアンテナの指向性の比較 これまで、中央給電スロットアンテナとオフセット給電スロットアンテナの周波数特性について示してきたが、両者のマイクロストリップ線路に垂直な面での指向性を FDTD 法により計算した結果を図 18 に示す。なお、どちらのアンテナも基板の厚さ $h=0.8\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r=2.17$ 、スロットの大きさ $21\text{mm}\times0.3\text{mm}$ である。また、中央給電スロットアンテナのスタブ長 $l=1.7\text{mm}$ 、オフセット給電スロットアンテナのオフセット量 $d=6.5\text{mm}$ 、スタブ長 $l=3.1\text{mm}$ とし、これまでのパラメータに合わせてある。図 18 では、それぞれのアンテナの共振周波数である 4.9GHz と 5.4GHz における指向性を示されている。

この結果、オフセット給電のスロットアンテナは中央給電に対して、オフセットした方向の指向性が約 2dB 程低下するにとどまっていることがわかる。

6. おわりに

計算結果及び実験結果から、等価回路法によるスロットアンテナの設計においては、スタブの長さがマイクロストリップ線路の幅程度あれば、精度良く設計が可能であることが明らかになった。また、オフセット給電を適用することによって、等価回路法の適用範囲を拡張することが可能であることを示した。以上より、本論文で提案した等価回路法は電磁結合スロットアンテナの設計に有効であるといえる。

実線：中央給電スロットアンテナ
点線：オフセット給電スロットアンテナ

図 18 中央給電スロットアンテナとオフセット給電スロットアンテナの指向性の比較

Fig. 18. The radiation patterns of the offset and central feeding slot antennas at the resonance frequencies.

付 記

本研究は一部、日本学術振興会未来開拓学術研究推進事業「電磁波の雑音レベルの低減」によるものである。

(平成 11 年 10 月 04 日受付, 同 12 年 05 月 23 日再受付)

文 献

- (1) 山下 榮吉, 銭 永喜 著, “FDTD 法によるマイクロ波平面回路・アンテナ特性の解析” 1996
- (2) David M. Pozar, “A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antenna”, IEEE Trans. on Antennas and Propag., Vol. AP-34, No. 12, pp. 1439-1446, December 1986
- (3) 横島 一郎, “高周波測定技術の基礎-S パラメータ入門”, リアライズ社, Jul. 1992
- (4) K. C. Gupta et al. “Microstrip Lines and Slotlines Second Edition” Artech House 1996
- (5) 岩崎 俊, “マイクロ波・光回路計測の基礎”, コロナ社, 1993

須 賀 寛 祥 (非会員) 平 10 電通大・電気通信・電子工卒, 平 12 同大学院博士前期課程修了, マイクロストリップアンテナに関する研究に従事。現在, 三菱電機株式会社に勤務。

石 居 正 典（非会員） 平 9 電通大・電気通信・電子工卒。平
11 同大学院博士前期課程修了。現在、同大学院博
士後期課程在学中。EMC、アンテナ構成に関する
研究に従事。

岩 崎 俊（正員） 昭 45 北大・工・電子卒。昭 50 同大学院博
士課程了。同年電子技術総合研究所入所。昭 60～
61 カナダ・トロント大学客員研究員。平元電子
技術総合研究所光電波システム研究室室長。平 6
電気通信大学電子工学科教授。現在に至る。工博。
IEEE、電気学会、計測自動制御学会各会員。