

マイクロストリップ線路の曲がり部形状による電磁波の放射抑制に関する検討

高橋 美枝[†] 高橋 応明[†] 安部 實[†]

Radiation Electromagnetic Waves Suppressed by the Curve Shape of Microstripline

Mie TAKAHASHI[†], Masaharu TAKAHASHI[†], and Minoru ABE[†]

あらまし 近年の通信機器の小型化に伴い回路が高密度化され、プリント基板回路内ではマイクロストリップ線路 (MSL) の曲がり・分岐・線路幅変化などの不連続点が多数存在する。この不連続部により放射される電磁波は無視できない。本論文では、不連続部の一例としてMSLの曲がり部に着目し、線路の幅や、曲がり部の形状による不要電磁波の軽減条件を検討した。その結果、曲率半径を大きくし、線路幅を細くするとこにより、不要放射を軽減できることを明らかにした。

キーワード マイクロストリップ線路, プリント基板, マイクロ波回路, FDTD 法

1. ま え が き

近年、様々な電子・電気機器や無線機器が著しく普及し身近になってきたために、これらの機器間や人体との間の電磁波による影響が問題となってきている。その例として、パソコン・携帯電話などが挙げられるが、それらの機器は常に高速化や小型化が要求されている。これらの回路中で配線として用いられているマイクロストリップ線路 (以下、MSL) は、曲がり・分岐・線路幅変化などの不連続部や、他導体などの近接部が多数存在している。不連続部では電磁界分布がひずみ、反射・放射・エネルギー蓄積などにより他回路との干渉やインピーダンス不整合などが生じ、回路特性に悪影響をもたらす。特に近年の通信機器の小型化に伴い回路が高密度化されて、この影響が顕著となると考えられる [1]。このような問題の対策として次の二つが考えられる。不要な電波が発生しないようにする妨害波対策、外来の電磁波により妨害が起らないようにするイミュニティ対策である [2]。本論文では妨害波対策に着目し、マイクロ波回路から不要電磁波が極力放射されないように検討することを目的とする。

検討の方法は、電磁界シミュレーションとする。今までは実験的な分野であったが、計算環境が整ってきたことから製品開発などの場では試作品を作り上げてから電磁波計測して対策を練るよりも、シミュレーションをすることにより開発の期間を大幅に短縮し、コストを削ることができ、設計段階で発生する不要電磁波の対策が行えることが期待できる。

本論文では、MSL 不連続部の中から曲がり部に着目した。現在までにMSLの不連続部である曲がり部において不要放射が発生していることについて述べた例はいくつか報告されているが [3] ~ [5]、本論文では、MSL 曲がり部の形状を変えて不要電磁波を極力発生させない形状について解析した。その結果、曲率半径を大きくし、線路幅を狭くすることにより、現在使用されている線路よりも不要放射を軽減できることがわかった。

以下、2. では解析手法、3. で評価方法、4. で解析モデル、5. で解析結果を示す。

2. 解析手法

本論文の解析には、FDTD法 (finite difference time domain method) [6] ~ [8] を用いる。MSLの構造自体は比較的単純に見えるが、誘電体と空気の種類2種類の媒質による不均一な構造であるため、その厳密な伝搬特

[†] 武蔵工業大学工学部, 東京都
Faculty of Engineering, Musashi Institute of Technology
1-28-1 Tamazutsumi, Setagaya-ku, Tokyo, 158-8557 Japan

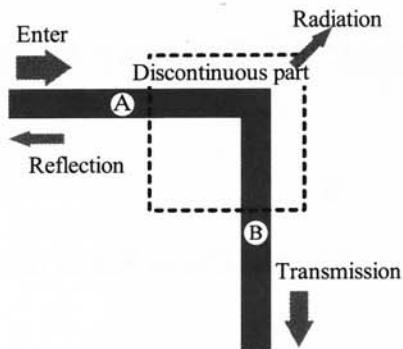


図1 評価方法
Fig.1 The way of evaluating.

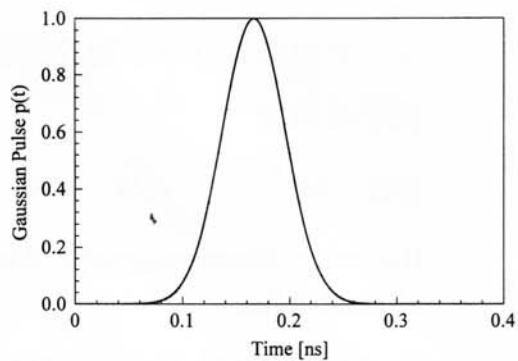
性を計算することは必ずしも容易ではない。しかし、FDTD法を用いることにより次のいくつかのメリットがある。まず、構造における電界・磁界の各成分の分布を厳密に求められ、更に、これらの分布を直観的に見ることができる。また、FDTDシミュレーションで得られた時間領域の応答に対して高速フーリエ変換(FFT)処理を行うことにより、1回の計算で非常に広帯域な周波数特性を得ることができる。

本論文ではMSL曲がり部を考えるため、吸収境界に対して斜め方向の電磁界成分が発生すると考えられることにより、吸収境界条件にPML吸収境界[9]を用いた。FDTD法で開領域を扱うためには終端に吸収境界条件を用いる必要がある。特に入出力線路が解析領域外部と接続されているマイクロ波回路の問題では大半のエネルギーが導波モードとして出入りするため吸収境界条件としては性能の良いものが要求される。PML吸収境界は他の吸収境界よりも反射が少なく、斜め入射にも対応している。

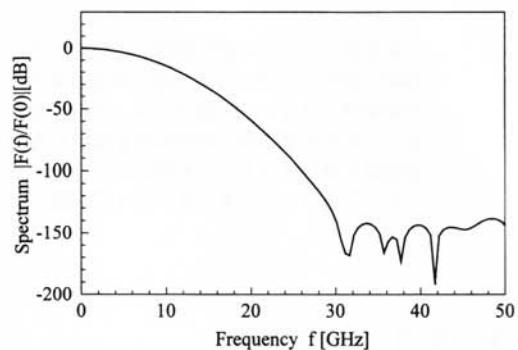
3. 線路特性の評価方法

ここでは、曲がりをもつMSLからの放射についての評価方法について述べる。

伝送線路は入射波に対する反射波・透過波を対象にその特性が評価できる。完全導体のストリップ線路をとりまく媒質が無損失であれば線路や媒質による損失はないので、不連続部を含む伝送線路の特性を以下のように考えることができる。図1に示すように入射した電力のうち曲がり部を通過しB点に達したものを透過、A点に戻ってきたものを反射と考え、それ以外は放射として考えられる。このとき式(1)が成り立つ[5]。



(a) Input pulse



(b) Spectrum

図2 Gaussian パルス
Fig.2 Gaussian pulse.

入射電力 = 反射電力 + 透過電力 + 放射電力 (1)

また、入射電力で規格化すると式(2)が成り立つ。

$$\text{電力反射係数} + \text{電力透過係数} + \text{電力放射係数} = 1 \quad (2)$$

反射電力と透過電力は線路上で進行波(透過波)と後退波(反射波)に分かれることにより定まり、放射電力は式(2)により求まる。

本論文では入射波に図2(a)に示す Gaussian パルスを用い、不連続部から十分離れたところに図1のように観測点A, Bを定め、不連続部から反射する電界、透過する電界の時間波形をそれぞれサンプリングする。そのデータをFFT処理することにより周波数特性を得た。

直角MSLを例にとり、Gaussian パルスを入力した場合の puls 伝搬の様子(線路上の電界 E_y) を図3に示す。入力されたパルス(図3(a))は不連続部で散乱し

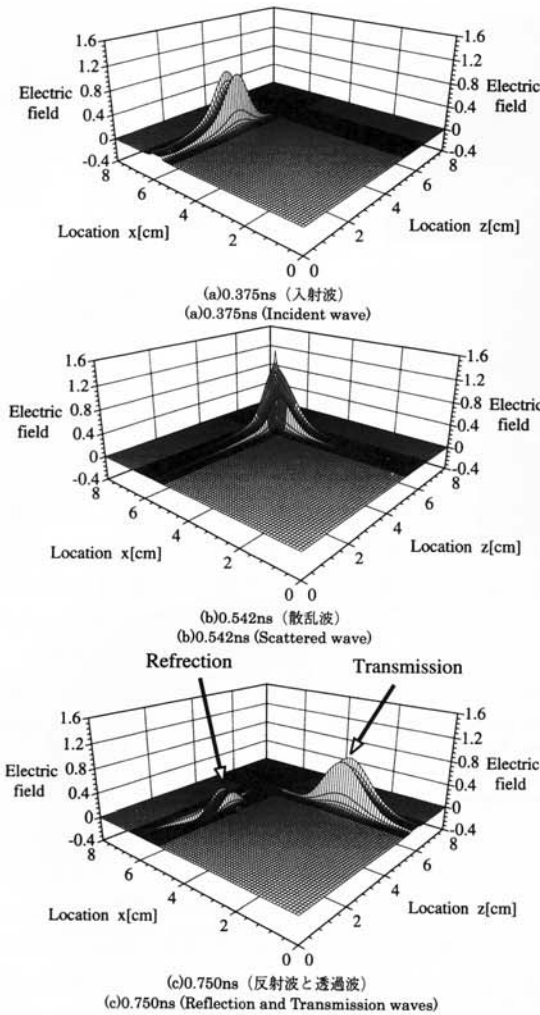


図3 パルス伝搬の様子

Fig. 3 Pulse propagation figure. (a)0.375ns (Incident wave) (b)0.542ns (Scattered wave) (c)0.750ns (Reflection and Transmission waves)

(図3(b)), 反射・透過が起こる(図3(c)). その時間波形をフーリエ変換することにより電力反射係数・電力透過係数を求める. 波源として用いる Gaussian パルスの周波数スペクトルを図2(b)に示す. 解析周波数は10GHzを上限としており, 十分に耐え得るものと考えられる.

曲がり部の評価のために, MSLの直線部分で放射と損失, PML吸収境界による反射がないことを確認した. 線路幅5mmの無限長直線MSL(線路は完全導体, 誘電体は無損失)を解析した結果を図4に示す. 同図より, 電力反射係数が0となっていることからPML吸

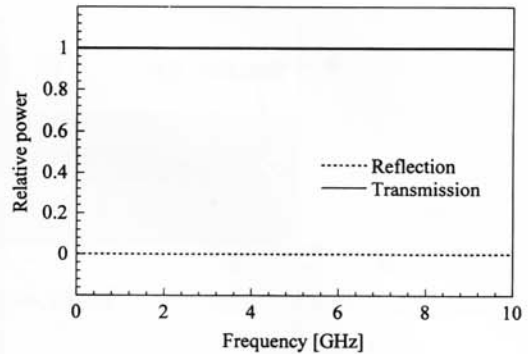


図4 直線MSLの電力係数

Fig. 4 Frequency characteristics of straight MSL.

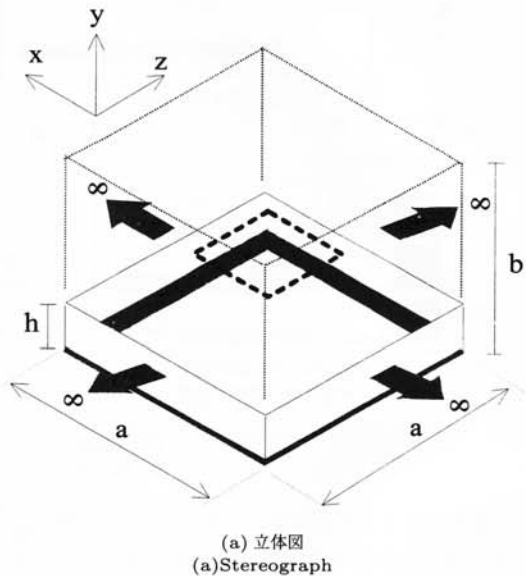


図5 解析モデル

Fig. 5 Analysis model. (a) Stereograph (b) facade (c) Stairstepping approximation

収境界からの反射がなく, 電力透過係数が1となることから直線部分において放射と損失がないことが確認でき, 上述の評価方法を用いることができる.

4. 解析モデル

図5(a)に示す無限に広がるプリント基板上に配線された90度に曲がるMSL(線路の長さも無限長)を考える. 線路の幅を w , プリント基板の厚さを $h=2\text{mm}$, 基板の比誘電率 $\epsilon_r=4.68$ (ガラスエポキシを想定)とする. 線路は完全導体, 誘電体は無損失とする. 線路の縁を図5(b)のように内縁・外縁とする. 点線で囲った

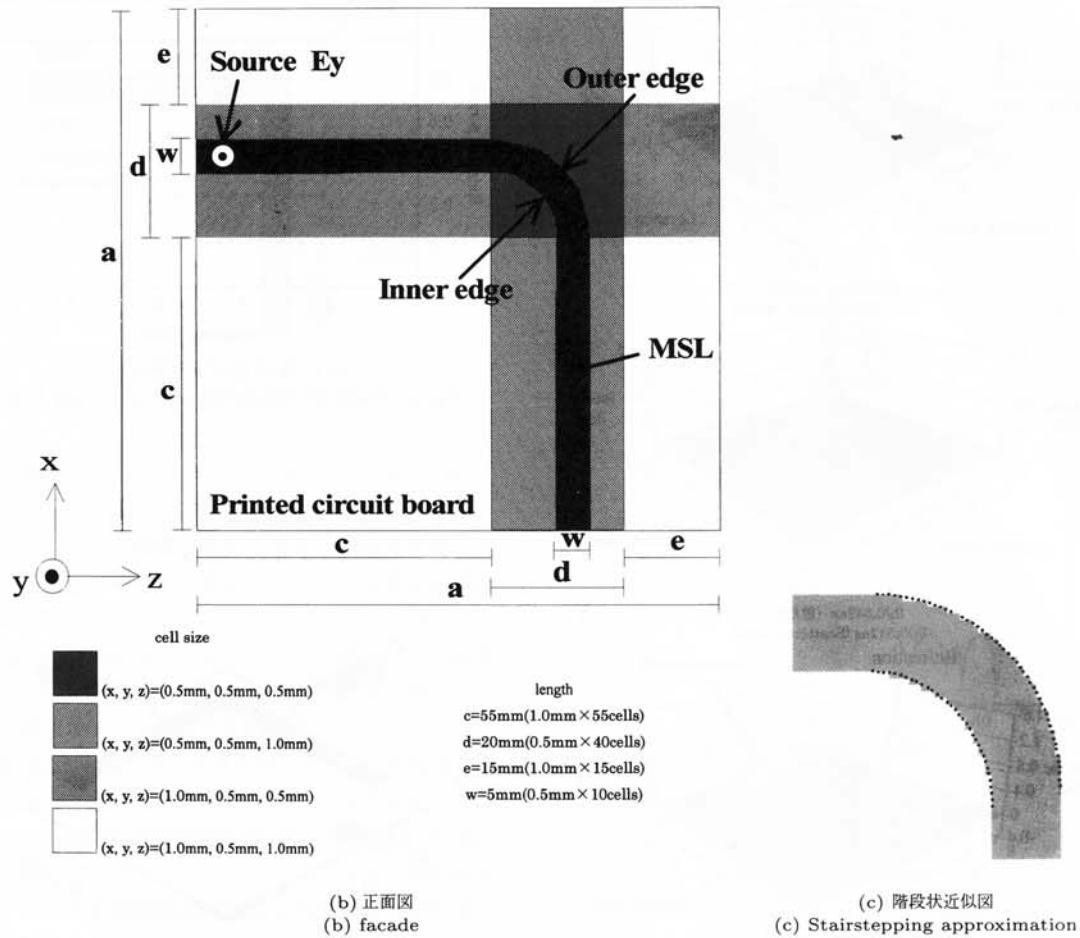


図5 (つづき)
Fig. 5 (Continued)

部分が曲がり部で、この部分について図6(a)の直角に曲がる直角 MSL, 図6 (b) の斜めに曲がる斜め MSL, 図6 (c) の円形に曲がる曲状 MSL について解析する。

解析領域を図5において $a=80\text{mm}$, $b=12.5\text{mm}$ とした。この解析領域について y (高さ) 方向は、誘電率の高い基板を用いた MSL では、電磁界成分の大半がストリップ導体直下の誘電体に集中するため、空気層の厚さをプリント基板厚さの3倍程度とればよいとされている [8]。本解析においては余裕をもって5倍とした。また、 x, z (広さ) 方向の解析領域については、それぞれ1.5倍したものと解析結果が一致していることを確認している。このように解析領域を広くとると、観測点 A において図7に示す入射パルスと反射パルスの間隔が広がる。また反対に解析領域が狭いと入射パルスと反射パルスを分離できなくなり、正しく評価

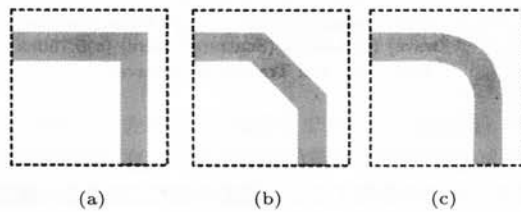


図6 解析対象 (図1の点線内のみ表示)
Fig. 6 Analysis object. (a) Right-angled MSL (b) Diagonal MSL (c) Circular MSL

できない。

セルは可変のものを用い、最大のもので $1.0\text{mm} \times 0.5\text{mm} \times 1.0\text{mm}$ の直方体セル, 最小のもので $0.5\text{mm} \times 0.5\text{mm} \times 0.5\text{mm}$ 立方体セルを x 方向約100個, y 方向約25個, z 方向約100個の, 合計約250,000

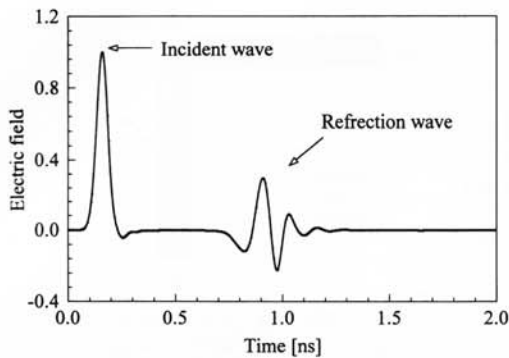


図7 観測点 A での時間波形 (直角 MSL)
Fig. 7 The time domain by observation point A (Right-angled MSL)

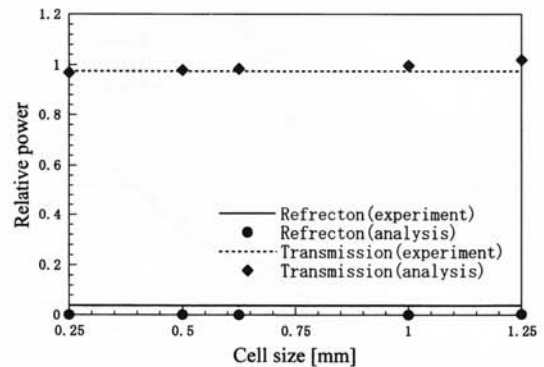


図8 セルサイズによる有効性
Fig. 8 Effectivity by cell size (Circular MSL, $w=5\text{mm}$, $r=15\text{mm}$, 3GHz)

個用いた (図5(b)に xz 平面の分割図を示した). 時間ステップは Courant 条件 [8] より 0.83 ps とした. PML 層の数は 16 層 (吸収境界からの反射量は約 -120 dB) とし, 無限自由空間を表現している.

曲線部分や斜めとなる部分の近似法として CP 法 [10] などがあるが, 本論文では直交座標系の FDTD 法を用いたため, 図5(c)のように斜め部分・曲状部分は最小のセルを用いて階段状に近似した. 分割数を細かくとるほど現実に近いモデルの解析が可能となるが解析に必要な計算機メモリや解析時間が莫大なものとなるため, 効率の良い大きさのセルを用いて解析を行わなければならない. そこで図8に線路部分のセルサイズによる電力係数を実験値と併せて示した. 実験は図9に示す装置により曲状 MSL ($w=5\text{mm}$, $r=15\text{mm}$), 周波数 3GHz で行い, この場合についてセルサイズを 5 通り (0.25, 0.50, 0.625, 1.00, 1.25mm) に変化させてその解の収束性を示した. 測定においては, コネクタからの反射などがあるため, ネットワークアナライザの Time Domain 機能を用いて測定した. その結果, セルサイズが 1mm 以上となると透過量が 1 を超え, 明らかに不適である. セルサイズが 0.625mm 以下になると解が収束し, 実験値ともよく一致していることがわかる. また, 反射において多少異なっているのは, 使用した基板や銅はくには若干の σ があるためである. 本論文の解析では線路部分のセルサイズは 0.5mm として解析を行った.

5. 解析結果

本論文では, 90 度に曲がる MSL を対象に解析を行う. 比較基準には, 線路幅 $w=5\text{mm}$ の直角 MSL を用

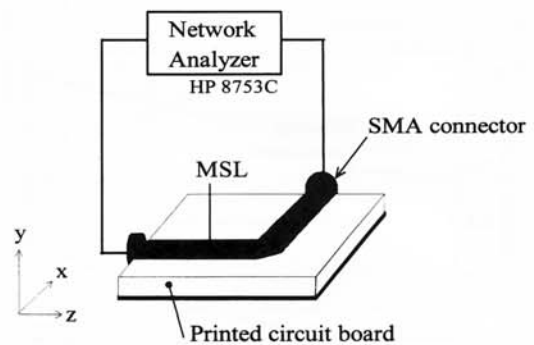


図9 測定系
Fig. 9 Measurement system.

いる (図10). 3GHz までは 9 割透過しており線路として用いることができるが, 周波数が高くなると反射や放射が増え, 透過が 0 となるため, 高周波回路用の伝送線路としては適していない [11]. 以下, 直角 MSL, 斜め MSL, 曲状 MSL の電力係数について検討を行う.

5.1 直角 MSL の線路幅による特性

3GHz と 10GHz において, 線路幅 w を 1~10mm と変化させた電力係数の解析結果を図 11 に示す. 透過が 9 割を超えるのは, 3GHz の場合は線路幅が 5mm 以下, 10GHz のときは線路幅が 1mm 以下である. また, 10GHz のときは線路幅が 7mm を超えると放射が 9 割となり, その後はほぼ一定の値をとる. 以上より, 線路幅が狭いほど反射・放射が小さくなり, 透過が大きくなるのがわかる. しかし, 線路の幅により特性インピーダンスが変化するので, このことも考慮しなくてはならない.

そこで, 同じ線路幅で, 曲がり部の形状を変化させ

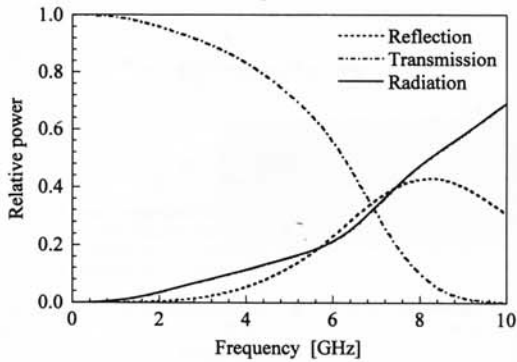


図10 直角MSLの電力係数の周波数特性 ($w=5\text{mm}$, 比較基準)

Fig. 10 Frequency characteristics of Right-angled MSL. ($w=5\text{mm}$, Comparative standard)

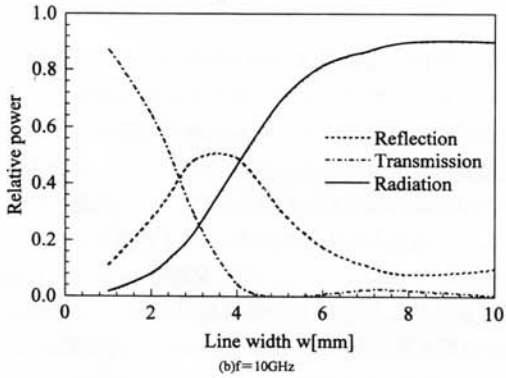
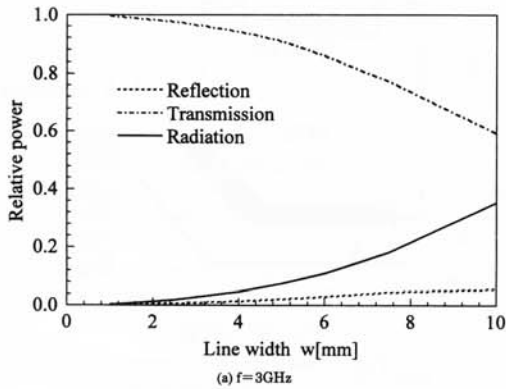


図11 直角MSL線路幅の変化による電力係数
Fig. 11 Width characteristics of Right-angled MSL.
($1 \leq w \leq 10$ [mm]) (a) $f=3\text{GHz}$ (b) $f=10\text{GHz}$

た場合について以下に解析した。

5.2 斜めMSLの特性(線路幅一定)

実際の回路では、直角MSLではなく、角が鈍角である斜めMSLが広く用いられている。そこで図12に

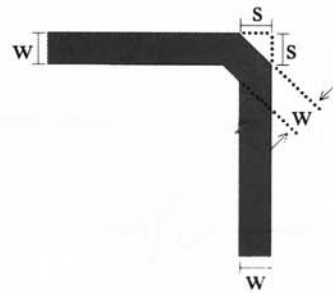


図12 斜めMSL ($s=w$ の場合)
Fig. 12 Diagonal MSL. ($s=w$)

示す斜めMSLの特性を解析した。図中のカット長 s は直角MSLの角から削る直角二等辺三角形の二等辺の長さであり、これをパラメータとする。斜め部分は階段状に近似し、階段状近似部分は境界線に対して中心近似を行った。斜め部分の線路幅は直線部分の線路幅と同じ幅 w に定めた。

図13に3GHzと10GHzにおいて線路幅が5mmのときの斜めカット長 s による斜めMSLの電力特性を示す。 $s=0$ を直角MSLとし併せて同図に示す。低い周波数図13(a)では s が大きくなるほど反射・放射が減少し透過が増加するが、高い周波数図13(b)では $s=10\text{mm}$ 付近で反射・放射が極小、透過が極大となるが、それ以外では反射・放射が多く、透過が減少する。したがって、低い周波数では s を大きくするほど良い特性が得られるが、高い周波数では s を大きくしても良い特性は得られない。次に図14に、カット長 $s=15\text{mm}$ のときの周波数特性を示す。5.5GHzまでは比較基準の直角MSLの比べて特性が改善されているが、周波数が5.5GHzよりも高くなると特性はほとんど改善されていないことがわかる。

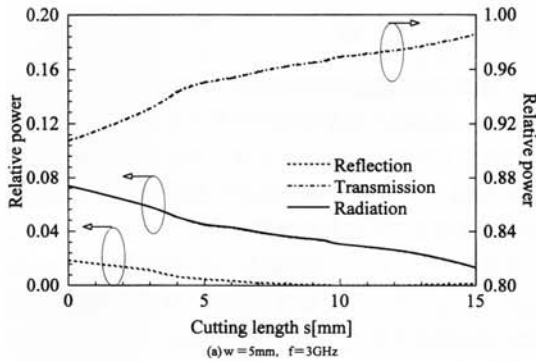
以上から斜め線路は低周波では直角MSLよりも特性が良いが、高周波特性の改善は得られなかった。また、カット長 s を大きくすればするほどよいとは限らず、最適値が存在することがわかった。

ここまで斜めMSLでも放射低減の効果があることを述べてきたが、斜めMSLでは不連続部が存在し、 s により特性が大きく変化する。また、低周波の特性は改善されるが、高周波の特性は劣化する問題がある。

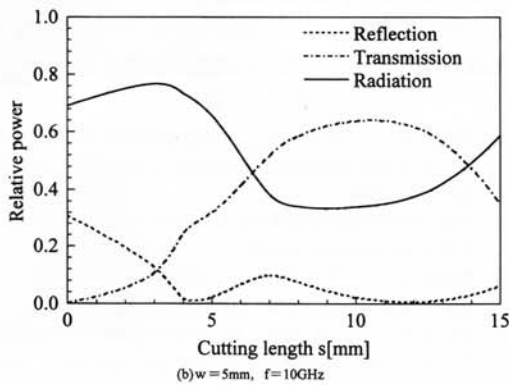
そこで、不連続部のない曲状MSLの解析を以下に行った。

5.3 曲状MSLの特性

曲がり部が曲線状であれば不連続となる点がないので、更に反射や放射を軽減することができると考えら



(a) $w=5\text{mm}$, $f=3\text{GHz}$



(b) $w=5\text{mm}$, $f=10\text{GHz}$

図 13 斜め MSL のカット長特性
Fig. 13 Relative power for cutting length.

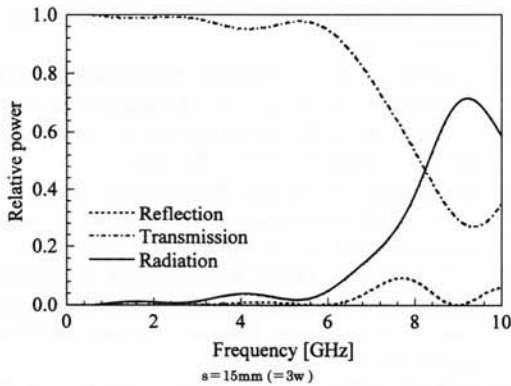


図 14 斜め MSL の電力係数の周波数特性
Fig. 14 Frequency characteristics of Diagonal MSL.
 $s=15\text{mm} (=3w)$

れる。そこで、図 15 に示す線路について解析を行った。本論文では、円の中心から線路の外縁までの長さを曲率半径 r と定義し、曲状部分は階段状に近似し、階段近似部分は境界線に対して中心近似を行った。曲

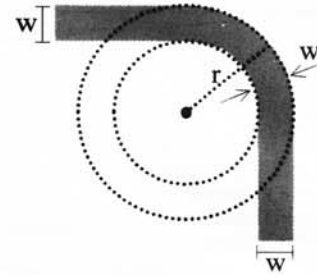
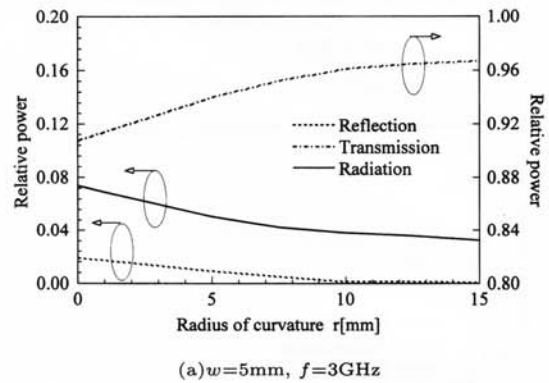
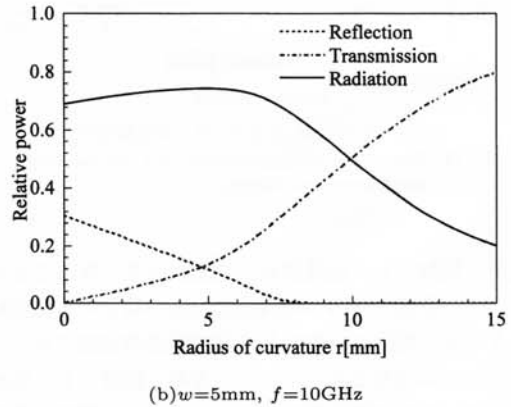


図 15 曲状 MSL ($r=3w$ の場合)
Fig. 15 Circular MSL ($r=3w$)



(a) $w=5\text{mm}$, $f=3\text{GHz}$



(b) $w=5\text{mm}$, $f=10\text{GHz}$

図 16 曲率半径に対する電力係数
Fig. 16 Relative power for Radius of curvature.

状部の線路幅は直線部分の線路幅と同じ幅 w になるように定めた。

(a) 曲率半径による特性 (線路幅一定)

周波数 3GHz, 10GHz のとき線路幅を 5mm とし、曲率半径 r を 5~15mm まで変化させたときの結果を図 16 に示す。ここで、 $r=0$ を直角 MSL の場合とし、併せて同図に示した。これより、曲率を大きくすると、

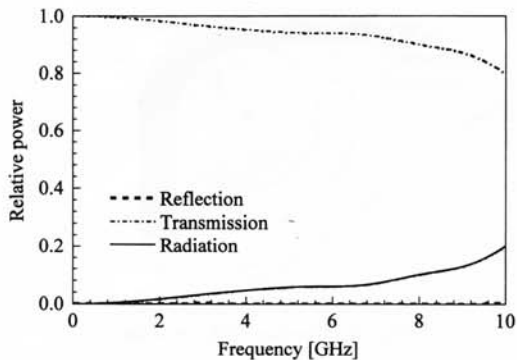


図 17 曲状 MSL の電力係数の周波数特性

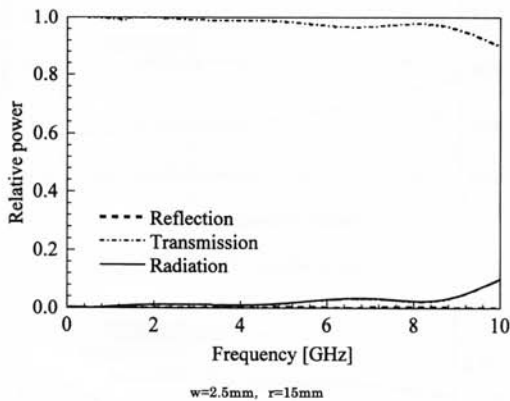
Fig. 17 Frequency characteristics of Circular MSL. $r=15\text{mm}(=3w)$ 

図 18 曲状 MSL の電力係数の周波数特性

Fig. 18 Frequency characteristics of Circular MSL. $w=2.5\text{mm}$, $r=15\text{mm}$

反射・放射ともに低減され、透過が大きくなることがわかる。図 17 に曲率半径 $r=15\text{mm}$ の場合の周波数特性を示す。同図より解析した周波数帯域全般にわたって反射がほぼ 0 となっており、透過・放射ともに低減され良い特性が得られている。以上から、幅広い周波数に対して良好な特性を示すこともわかる。

(b) 線路幅を細くした場合の特性

5.1~5.3 (a) で示したように、直角 MSL では線路幅が狭い方が、曲状 MSL では線路幅が一定ならば、曲率半径が大きいほど良好な特性を示すことがわかった。そこで、線路幅が細く、曲率半径が大きい場合の解析を行った。その結果を図 18 に示す。 $s=15\text{mm}$ (図 14) の斜め MSL の低周波部分と同様、曲率半径の大きく線路幅の広い図 17 に比べても、広い帯域で放射が抑えられ、反射や透過の帯域も広がることがわかる。

6. むすび

本論文では MSL の不連続部である 90 度曲がり部に着目し、線路幅や曲がり部の形状の変化による不要放射の特性を解析した。その結果、現在使用されている斜め MSL は低周波の不要放射を抑圧することができるが、高周波の不要放射を抑圧することができないことがわかった。また、曲率をもたす(曲状 MSL とする)ことによっても、不要放射の低減に寄与できる。具体的には、曲がり部の曲率半径を大きくし、線路幅を細くすることにより、広周波にわたり不要放射を軽減できる。今後の課題として、特性インピーダンスを含めた最適なパラメータを求める議論が必要となる。

文 献

- [1] 中嶋政幸, “マイクロストリップ線路を用いた回路設計の基礎,” MWE96 Microwave Workshop Digest [T2-1] pp.451-460, Dec. 1996.
- [2] 杉浦 行, “EMC 計測技術論文小特集の発行にあたって,” 信学論 (B-II), vol. J79-B-II, no.11, p.717, Nov. 1996.
- [3] 森田長吉, “マイクロストリップ線路の直角曲がり部からの放射,” 電気学会研究会資, EMT-95-68, Dec. 1995.
- [4] 勝山芳郎, 広川二郎, 安藤 真, 後藤尚久, “プリント基板からの EMI 解析,” 信学技報, A・P92-24, EMC92-7, May 1992.
- [5] M.D. Prouty, K.K. Mei, S.E. Schwarz, R. Pous, and Y. Liu, “Solving microstrip discontinuities by the measured equation of invariance,” IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, vol.45, no.6, June 1997.
- [6] 宇野 亨, “FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析,” コロナ社, 1998.
- [7] 吉田則信, “有限差分時間領域法,” 電磁波問題解析の実際, 山下栄吉編著, 第 2 章, p.41-91, 電子情報通信学会, 1993.
- [8] 山下栄吉, 銭 永喜, “FDTD 法によるマイクロ波平面回路・アンテナ解析,” リアライズ社, 1996.
- [9] J.P. Berenger, “A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves,” Journal of Computational Physics, 114, pp.185-200, Jan. 1994.
- [10] T.G. Jurgens, A. Taflov, K. Umashankar, T.G. Moore, “Finite-difference time-domain modeling of curved surfaces,” IEEE Trans. on Antennas Propagat., vol. AP-40, pp.357-366, April 1992.
- [11] 高橋美枝, 高橋応明, 安部 實, “マイクロストリップ線路の曲がり部の形状による電磁波の放射抑制,” 信学技報, MW98-129, Nov. 1998.

(平成 10 年 11 月 26 日受付, 11 年 2 月 26 日再受付)



高橋 美枝 (正員)

平8武蔵工大・工・電子通信卒。平11同大大学院電気工学専攻修士課程了。現在、新東京国際空港公団勤務。



高橋 応明 (正員)

平1東北大・工・電気卒。平6東工大大学院博士課程了。同年武蔵工大助手。現在、同講師。衛星放送受信用アンテナ、小型アンテナ、環境電磁工学等の研究に従事。工博。IEEE会員。



安部 實 (正員)

昭40武蔵工大・工・電子通信卒。同年武蔵工大助手。昭43電通大学院修士課程卒。昭44武蔵工大講師。同助教授を経て、現在、同教授。回折電磁界の解析、磁流アンテナの研究に従事。工博。IEEE会員。