遮蔽導体によるマイクロストリップミアンダ線路の位相遅延時間の改善

奈良 茂夫*, 越地 耕二*

Improving Phase-Delay Time Characteristics of Microstrip Meander Line with Shielding Conductor

Shigeo NARA* and Kohji KOSHIJI*

*東京理科大学大学院 (〒278-8510 千葉県野田市山崎2641)

*Graduate School of Science and Technology, Tokyo University of Science (2641 Yamazaki, Noda-shi, Chiba 278-8510)

Abstract

In today's high-speed digital processing circuits meander lines, which intentionally zigzag to create a delay time, are used in order to match the timing between two or more signals. In the design of a delay line using a meander line, when the meander line is constructed with a shortened conductor in the parallel section of the hairpin, it is necessary to increase the number of meanders. In consequence, the number of corners is increased, which in turn shortens the delay time. On the other hand, when the delay line is constructed with a meander line with a small number of corners, it is necessary to make the conductor length in the hairpin parallel section longer. Increasing the length of the hairpin conductor causes increased coupling between the parallel conductors, which leads to a deterioration of the frequency characteristics of the phase-delay time. This paper reports the development of a microstrip meander line with a long parallel conductor section that is shielded by grounded conductors; the frequency characteristics of the phase-delay time were improved by the grounded conductors.

Key Words: Meander Line, Phase-Delay Time, Shield, Method of Moments

1. はじめに

昨今の高速デジタル処理回路では、複数の信号間のタイミングを合わせるために、信号配線を蛇行させ、意図的に遅延時間を延ばすようにしたミアンダ配線と呼ばれる配線(以下ミアンダ線路)が多く見られるようになってきた。しかしながら、ミアンダ線路は線路長が一定であっても、ミアンダ線路の互いに隣接する折り返し部の線路間隔、折り返し部の数(以下ミアンダ数)、コーナの数、コーナの形状などの違いによって、波形の歪みや遅延時間に差を生じることが知られている。システム内の1点から他点への単一周波数の伝達において、その位相を特定する波形成分の時間遅延を位相遅延時間という。位相遅延時間は、周波数に対するネットワークを通過するときの総位相遅延の比で表される¹⁾。パルス波形は高調波成分を多く含んでいるので各周波数の位相遅延時間が異なると波形は歪み、パルス波形全体の遅延時間にも影響を及ぼすことが考えられ、広い周波数帯域で各周波数成分が等位相遅延時間になることが望ましいと考えられる。本論文では周波数領域において位相遅延時間がミアンダ線路ではどのような特性になるかを評価している。また、位相特性は 2π の整数倍位相が進むと同じ値になるため、アンラッピング処理を行い、位相

遅延時間を評価している。この評価方法を用いて、ミアンダ線路の互いに隣接する折り返し部の線路間隔や折り返し部の数の違いによって変化する位相遅延時間に関して研究している^{2),3)}。

ミアンダ線路を用いた遅延線路の設計では、一定の遅延時間を得るためにはミアンダ線路の折り返し部を短くするとミアンダ数を増大させる必要があり、コーナの数が増大する。コーナ数の増大は遅延時間の減少を招く。一方、コーナ数の小さいミアンダ線路にすると、折り返し部を長くすることが必要であり、互いに隣接する折り返し部の線路間結合のため位相遅延時間の周波数特性は劣化する。

従来のミアンダ線路の研究ではさまざまな観点からの研究^{4)~12)}が知られている。遅延時間の減少を研究している例⁷⁾もあるが、ミアンダ線路の平行線路間に結合があるときの位相遅延時間の周波数特性という観点から研究した事例は非常に少ない。また、クロストークに関する研究^{13)~17)}も多くあり、平行線路間に遮蔽導体を配置したときのクロストーク低減の研究^{13),14)}なども知られているが、位相遅延時間の周波数特性という観点から研究した事例はきわめて少ない。したがって、ミアンダ線路の平行線路間に遮蔽導体を配置することによって、位相遅延時間の周波数特性の改善を試みた例も見当たらない。

本研究では、コーナにおける遅延時間の低減をできるだけ避けるためにコーナ数の小さい、折り返し部の長いマイクロストリップ線路構造のミアンダ線路に注目し、折り返し線路間の結合による位相遅延時間の周波数特性劣化を改善するため、折り返し部の線路間にビアを介してグラウンドに接続した遮蔽導体を配置した遮蔽型ミアンダ線路を提案し、検討したので報告する。

2. ミアンダ線路の位相遅延時間

2.1 ミアンダ線路のモデル

Fig. 1 のミアンダ線路のモデルでは、線路幅を W 、線路間隔を S 、折り返し部の長さを L_m 、ミアンダ線路の両端に接続する信号線路の線路長をそれぞれ L_1, L_2 、ミアンダ数を N とすると、ミアンダ線路を含む信号線路のトータル線路長 L_{total} は線路長を線路幅の中心に沿って計算すると式(1)で求めることができる。また、ミアンダ線路の入出力点間の距離 L_{in-out} は式(2)で求めることができる。式(1), (2)より、 L_{total} と L_{in-out} が一定であれば、ミアンダ数 N を増やすと折り返し部の長さ L_m は減少する関係になっている。

$$L_{total} = L_1 + L_2 + N \times \left\{ \left(W + (N-1) \frac{S}{N} \right) + L_m \right\} \quad (1)$$

$$L_{in-out} = L_1 + L_2 + N \times W + (N-1) \times S \quad (2)$$

Fig. 2 にマイクロストリップ線路の断面図を示す。例えば、比誘電率 $\epsilon_r = 4.6$ として線路間の結合が無視できると仮定したときの特性インピーダンス Z_0 を $Z_0 = 50 \Omega$ とするためには線路幅 $W = 0.3 \text{ mm}$ 、誘電体厚 $H = 0.15 \text{ mm}$ となる。ここで、ミアンダ線路の両端に接続する信号線路の線路長 L_1, L_2 を $L_1 = L_2$ とし、トータル線路長 $L_{total} = 100 \text{ mm}$ 、ミアンダ線路の入出力点間の距離 $L_{in-out} = 50 \text{ mm}$ 一定とすると、ミアンダ数 $N = 4, 10$ のときは、式(1), (2)より、線路間隔 S 値に関係なくそれぞれ $L_m = 12.5, 5.0 \text{ mm}$ となる。

2.2 位相遅延時間の評価方法

一般に単独の伝送線路において、位相速度 $u_p (\text{m/s})$ は角周波数 $\omega (\text{rad/s})$ 、位相定数 $\beta (\text{rad/m})$ より $u_p = \omega / \beta$ で表すことができる。無損失の媒体において $\beta = \omega (\epsilon_e \mu_e)^{1/2}$ (ϵ_e : 実効誘電率, μ_e : 実効透磁率) は ω の線形関数なので、 ϵ_e, μ_e に周波数依存性がないものとする $u_p = 1 / (\epsilon_e \mu_e)^{1/2}$ となり、周波数に依存することなく一定となる。しかしながら、損失のある長い伝送線路、導波管など、 β が周波数の線形関数でないときは周波数の異なる波は位相速度も異なる。ある情報を持った信号はある周波数帯域の周波数成分から成り立っており、構成されるそれぞれの周波数成分の位相速度が異なれば信号波形は歪むと考えられる。位相遅延時間 t_d は $t_d = \theta / \omega$ で求まる。 θ は、ミアンダ線路の透過特性である S パラメータ要素の S_{21} の位相角をアンラッピング処理した位相角である。

Fig. 1 An example of meander line

Fig. 2 Cross section of the model (a-a')

Fig. 3 Comparison of phase-delay time between the measured and analyzed

2.3 解析精度の確認

ここでは位相遅延時間の解析にはモーメント法シミュレータ (Sonnet Em) を用いている。このシミュレータによる解析結果の妥当性を確認するため、入手した基板の関係で2.1節とは異なるが、比誘電率 $\epsilon_r = 4.2$ 、線路幅 $W = 1.0 \text{ mm}$ 、誘電体厚 $H = 1.5 \text{ mm}$ 、ミアンダ数 $N = 4, 10$ のテスト基板を比較的容易に試作できるプリント基板加工機で作成した。これらをネットワークアナライザ (HP8720C) を用いて測定し、得られた位相遅延時間の周波数特性を、テスト基板と同じ条件でシミュレータを用いて得られた結果と比較したものを Fig. 3 に示す。加工精度を考慮すれば、測定結果と解析結果の傾向は非常に良く一致していると言える。

3. ミアンダ線路の問題

3.1 線路間隔に対する位相遅延時間

ミアンダ数 $N = 10$ のモデルにおいて、線路間隔を $S = 0.15, 0.3, 0.6, 0.9, 1.2 \text{ mm}$ と変化させたときの位相遅延時間の周波数特性を Fig. 4 に示す。ミアンダ線路の総線路長 $L_{total} = 100 \text{ mm}$ と線路長の等しい直線 (Straight) の位相遅延時間は 620 ps と一定であることがわかる。一方、ミアンダ線路の遅延特性は周波数の増加にともない位相遅延時間が一定とはならず、周波数の依存性がみられる。平行線路部の線路間隔 S が小さいとき、周波数の減少とともに位相遅延

Fig. 4 Phase-delay time of meander line ($N=10$)

Fig. 5 Phase-delay time as a function of line space ($N=10, 1\text{ GHz}$)

時間が減少しており、この位相遅延時間の減少量は線路間隔 S が小さくなればなるほど顕著である。また、逆に線路間隔 S が $S=1.2\text{ mm}$ のように大きいときはほとんど周波数依存性がなくほぼ一定の位相遅延時間であることがわかる。このことから、線路間隔 S が小さいと平行線路間の結合のために位相遅延時間に周波数依存性が現れることがわかる。

Fig. 5 に $N=10$ の 1 GHz のときの線路間隔 S に対する位相遅延時間を示す。 $S=0.15\text{ mm}$ では平行線路間の結合のために位相遅延時間の減少が大きい、 $S=0.3, 0.6, 0.9, 1.2\text{ mm}$ と線路間隔 S が大きくなると位相遅延時間は増大していく。しかしながら、ほぼ $S=1\text{ mm}$ 以上で位相遅延時間が飽和し、直線線路の位相遅延時間に近づけない。直線部では高周波電流はマイクロストリップ導体の両端部を流れるが、コーナ部分ではマイクロストリップ導体の外側端部よりも内側端部に電流が集中するため、実質的な線路長が短くなり、電流がショートカットして流れるため位相遅延時間も小さくなると考えられる。

3.2 ミアンダ数（コーナ数）に対する位相遅延時間

$L_m=5\text{ mm}$, $S=1.2\text{ mm}$ を一定として、 N の数を $N=2, 6, 10, 14, 18$ と変化させたときの N に対する位相遅延時間の解析結果を Fig. 6 に示す。Fig. 6 からミアンダ数が増えていくと位相遅延時間は増えていくが、コーナによる位相遅延時間の減少がないとした理想の場合 (Ideal) と比べるとその傾きは小さく、コーナの影響を受けていることがわかる。この傾きはミアンダ 1 個当たりの位相遅延時間に相当し、ミアンダ 1 個につきコーナが 2 個あるので 2 直線の傾きの差

Fig. 6 Comparison of phase-delay time between ideal and analyzed models (Frequency 1 GHz)

Fig. 7 An example of meander line with long parallel hairpin conductors

がコーナ 2 個当たりの位相遅延時間の減少に相当する。Fig. 6 よりそれぞれの直線の傾きは 28.88 ps/個 , 27.25 ps/個 であるから、コーナ 1 個当たりの遅延減少時間 T_{Cshort} は $(28.88 - 27.25) \div 2 = 0.8\text{ ps/個}$ であることがわかる。このように、ミアンダ線路のコーナ部分では位相遅延時間の減少があり、コーナ数の大きいミアンダ線路では位相遅延時間の減少が大きく、十分な位相遅延時間を得ることが困難になる。

4. 折り返し平行部の長いミアンダ線路

4.1. 解析モデル

そこでコーナでの位相遅延時間の減少を極力避けるために、コーナ数が小さく折り返し部の長いミアンダ線路について検討する。折り返し部の長いミアンダ線路のモデルを Fig. 7 に示す。線路幅を W , 線路間隔を S , 折り返し部の長さを L_m , ミアンダ線路の両端に接続する信号線路の線路長をそれぞれ L_1, L_2 , ミアンダ数を N とすると、ミアンダ線路を含む信号線路のトータル線路長 L_{total} は式 (3) のようになり、ミアンダ線路の入出力点間の直線距離 $L_{\text{in-out}}$ は式 (4) のようになる。ミアンダ数 $N=3$ の場合は、式 (3), (4) より、 $S=0.15, 0.3, 0.6, 0.9, 1.2\text{ mm}$ のときにそれぞれ $L_m=24.85, 24.7, 24.4, 24.1, 23.8\text{ mm}$ となる。

$$L_{\text{total}} = L_1 + L_2 + N \times L_m + (N-1) \times S \quad (3)$$

$$L_{\text{in-out}} = L_1 + L_2 + L_m \quad (4)$$

Fig. 1 のミアンダ線路の場合では、 $N=10, S=1.2\text{ mm}, W=0.3\text{ mm}, L_{\text{in-out}}=50\text{ mm}$ のミアンダ線路の配線領域は $L_{\text{in-out}} \times (L_m + W) = 265\text{ mm}^2$ であるのに対して、Fig. 7 のミアンダ線路の場合では、 $N=3, S=1.2\text{ mm}, W=0.3\text{ mm}, L_{\text{in-out}}=50\text{ mm}$

Fig. 8 Phase-delay time of meander line ($N=3$)

Fig. 9 An example of shielded meander line

Fig. 10 Cross section of shielded meander (a-a')

のミランダ線路の配線領域は $L_{in-out} \times (3W + 2S) = 165 \text{ mm}^2$ となり、Fig. 1 とほぼ同等の面積で設計できる。

4.2 位相遅延時間の周波数特性

$N=3$ の折り返し平行部の長いミランダ線路の位相遅延時間の周波数特性の解析結果は Fig. 8 のようになる。位相遅延時間は一定ではなく周波数特性は著しく劣化するが、ミランダ数を小さく、コーナ数を低減したため、Fig. 4 の $N=10$ に比べて位相遅延時間の減少は抑えられ、直線線路の位相遅延時間に近づいている。しかしながら、 $N=10$ のミランダ線路に比べて周波数依存性が大きく、これは平行線路部が長く、線路間の結合が大きいと考えられる。

5. 遮蔽型ミランダ線路

5.1 解析モデルと位相遅延時間の周波数特性

平行線路間の結合を低減するために、ここでは折り返し部の長いミランダ線路の平行線路間にビアを介してグラウンドに接続した遮蔽導体を配置することを提案する。ここでは、これを遮蔽型ミランダ線路と呼び、その構造を Fig. 9 に示す。また、Fig. 10 に遮蔽型ミランダ線路の断面図を示す。遮蔽導体とグラウンドを接続するビア間の距離は最大周波数 10 GHz のとき $1/4$ 波長 ($\lambda/4$) 以下となるよう十分に小さい値とし、ここでは 1 mm とした。一例として遮蔽導

Fig. 11 Phase-delay time of shielded meander line

Fig. 12 Line space and shielding effect

体の線路幅 $W_{shield} = S/3$ とした遮蔽導体を平行線路間の中央に配置し、平行線路間隔を $S=0.9 \text{ mm}$ とした場合の遮蔽型ミランダ線路の位相遅延時間を Fig. 11 に示す。Fig. 11 より、遮蔽導体により位相遅延時間の周波数変化が低減されていることがわかる。 $N=10$ ($S=0.9 \text{ mm}$) の位相遅延時間は Fig. 4 より 1 GHz における位相遅延時間が 579.7 ps であることがわかるが、直線の 620 ps に対して 6.5% の減少がある。一方、 $N=3$ の折り返し部の長いミランダ線路では Fig. 11 より 613.8 ps と 1% 程度の減少に低減できる。遮蔽導体がない場合、周波数に対する位相遅延時間の変動は大きく、最大は 619.4 ps、最小は 611.5 ps であり、変動幅は 7.9 ps となる。それに対して、提案の遮蔽型ミランダ線路では、同図より最大が 617.0 ps、最小は 611.1 ps と改善され、変動幅は 5.9 ps に抑制されている。

5.2 位相遅延時間の変動改善

遮蔽導体の位相遅延時間変動の改善を比較するために、平行線路間隔 S を $S=0.15, 0.3, 0.6, 0.9, 1.2 \text{ mm}$ と変化させたときの S_{21} を解析し、位相遅延時間の周波数特性を求めた。平行線路間隔を $S=0.9, 0.15 \text{ mm}$ とした場合の位相遅延時間の周波数特性を Fig. 12 に示す。また、位相遅延時間の最大値、最小値、平均値、最大値 - 最小値、位相遅延時間の変動改善率を Table 1 に示す。

ここで位相遅延時間の変動改善率 (Improving ratio) を Improving ratio (%) = $[1 - \{ \text{MAX (with shield)} - \text{MIN (with shield)} \} / \{ \text{MAX (without shield)} - \text{MIN (without shield)} \}] \times 100$ (%) と定義して求めた。遮蔽の効果が大きいほど Improving

Table 1. Line space and improving ratio ($W_{\text{shield}}=S/3$)

Line space S (mm)	shield	MAX (ps)	MIN (ps)	AVE (ps)	MAX - MIN (ps)	improving ratio (%)
0.15	without	629.4	563.1	611.2	66.3	55.2
	with	611.9	582.2	602.8	29.7	
0.30	without	624.7	589.4	615.0	35.3	49.3
	with	613.5	595.6	607.9	17.9	
0.60	without	620.8	606.2	616.7	14.6	37.0
	with	616.0	606.8	613.1	9.2	
0.90	without	619.4	611.5	617.1	7.9	25.3
	with	617.0	611.1	615.4	5.9	
1.20	without	619.4	614.2	617.7	5.2	25.0
	with	617.9	614.0	616.5	3.9

(a) $S=0.15\text{mm}$

(b) $S=1.2\text{mm}$

Fig. 13 S_{11} of shielded meander line

ratio (%)は大きな値となる。したがって、 $S=0.15\text{mm}$ のように平行線路間隔 S が小さい方が $S=1.2\text{mm}$ のように平行線路間隔 S が大きいときに比べて遮蔽効果が大きい。また、Table 1の位相遅延時間の平均値をみると遮蔽ありで若干小さい。

5.3 S_{11} , S_{21} 特性

$S=0.15\text{mm}$, $S=1.2\text{mm}$ の場合の遮蔽導体の有無における S_{11} , S_{21} をそれぞれFig. 13, 14に示す。Fig. 13, 14より遮蔽導体を配置しても S_{11} , S_{21} は悪化しておらず、さらに、Fig.

(a) $S=0.15\text{mm}$

(b) $S=1.2\text{mm}$

Fig. 14 S_{21} of shielded meander line

Fig. 15 An example of meander line

13 (a), Fig. 14 (a)の $S=0.15\text{mm}$ の場合をみると遮蔽なしよりも遮蔽ありの方が S_{11} , S_{21} は改善されている。例えば、 S_{11} を -15dB まで許容できるとした場合、周波数上限が遮蔽なしでは 2GHz 付近まで有効であるが、遮蔽ありでは 3GHz 付近までに改善できる。

6. 考 察

まず位相遅延時間の周波数特性に関して考察する。ミアンダ線路の結合は隣接する線路間のみを考慮すると、ミアンダ線路のモデルは近似的にFig. 15のように考えられ、変成器の等価回路変換¹⁸⁾を利用すると等価回路はFig. 16のようになり、式(5)~(9)より、 $1 \gg 4\omega^2 C_m(L_0 - 2M)$, $1 \gg 4\omega^2 C_0 M$ を満たすような低い周波数帯域では相互インダクタンス M が大きくなると β が小さくなり、 v_p が大きくなるため位相遅延時間は小さくなると考えられる。ここで、 Z

Fig. 16 An equivalent circuit of meander line

はFig. 16の等価回路の中心部の逆L型回路部の直列インピーダンス、 Y は並列アドミタンス、 L_0 は自己インダクタンス、 M は相互インダクタンス、 C_0 は自己容量、 C_m は相互容量である。結合線路では、しばしば、偶モードと奇モードに分けて解析されるが、ここではFig. 15のように結合線路の等価回路を表しており、この等価回路から伝搬定数 γ 、減衰定数 α 、位相定数 β 、位相速度 v_p はそれぞれ式(7)、(8)で近似的に表すことができる。 t_{pd} は v_p の逆数で与えられる単位長さ当たりの位相遅延時間である。

$$Z = \frac{j\omega(L_0 - 2M)}{1 - 4\omega^2 C_m(L_0 - 2M)} \quad (5)$$

$$Y = \frac{j\omega C_0}{1 - \omega^2 C_0 M} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} &= \sqrt{\frac{j\omega(L_0 - 2M)}{1 - 4\omega^2 C_m(L_0 - 2M)} \cdot \frac{j\omega C_0}{1 - \omega^2 C_0 M}} \\ &= j\omega \sqrt{\frac{(L_0 - 2M) \cdot C_0}{\{1 - 4\omega^2 C_m(L_0 - 2M)\} \cdot \{1 - \omega^2 C_0 M\}}} \end{aligned} \quad (7)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(L_0 - 2M) \cdot C_0}{\{1 - 4\omega^2 C_m(L_0 - 2M)\} \cdot \{1 - \omega^2 C_0 M\}}}} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} t_{pd} = \frac{1}{v_p} &= \sqrt{\frac{(L_0 - 2M) \cdot C_0}{\{1 - 4\omega^2 C_m(L_0 - 2M)\} \cdot \{1 - \omega^2 C_0 M\}}} \\ &\approx \sqrt{(L_0 - 2M) \cdot C_0} \\ &\because 1 \gg 4\omega^2 \cdot C_m \cdot (L_0 - 2M) \cap 1 \gg \omega^2 \cdot C_0 M \end{aligned} \quad (9)$$

相互インダクタンス M 、相互容量 C_m は偶モード特性インピーダンス Z_{even} 、奇モード特性インピーダンス Z_{odd} 、結合のない直線線路の特性インピーダンス Z_0 の式(10)、(11)、(12)を用いて、それぞれ式(13)、(14)と表すことができる。

$$Z_{\text{even}} = \sqrt{\frac{L_0 + M}{C_0}} \quad (10)$$

$$Z_{\text{odd}} = \sqrt{\frac{L_0 - M}{C_0 + 2C_m}} \quad (11)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (12)$$

$$M = \frac{1}{Z_0^2} (Z_{\text{even}}^2 - Z_0^2) \cdot L_0 = \left(\frac{Z_{\text{even}}^2}{Z_0^2} + 1 \right) \cdot L_0 \quad (13)$$

$$C_m = \frac{2 \cdot Z_0^2 - Z_{\text{even}}^2 - Z_{\text{odd}}^2}{2 \cdot Z_0^2} C_0 \quad (14)$$

$S=0.15 \text{ mm}$ のときモーメント法で求めた $Z_{\text{even}}=53.8 \Omega$ 、 $Z_{\text{odd}}=48.0 \Omega$ 、 $Z_0=50.5 \Omega$ を式(13)に代入して100mmの直線の位相遅延時間を620psとすると、式(9)より、 $S=0.15 \text{ mm}$ の結合のある場合の位相遅延時間は約530psと求められる。平行線路部分は $N \times L_m = 50 \text{ mm}$ のとき相互インダクタンス M による位相遅延短縮は45psと求められ、Fig. 4にみられる $N=10$ の解析結果の $S=1.2 \text{ mm}$ と $S=0.15 \text{ mm}$ のときの周波数0Hz付近での位相遅延時間の差とよく一致する。式(7)は $L_m < \lambda/4$ であれば集中定数として適用できると考えられるが、それ以上の周波数では分布定数として扱わなくてはならず $\rho = Z_{\text{even}}/Z_{\text{odd}}$ とおくと平行線路部の往復線路長の位相角は式(15)で求められることが知られている¹⁹⁾。

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{\rho - \tan^2 \phi}{\rho + \tan^2 \phi} \right) \quad (15)$$

結合のある平行線路では $\rho > 1$ となり、片道線路長の位相角が $\phi = (\beta l) = 135^\circ$ 付近になるとき、往復線路長の位相角 θ は結合のないときに比べて大きくなる。Fig. 8でみられる位相遅延時間のピークの周波数は片道線路長 $L_m = 3\lambda/8, 7\lambda/8, 11\lambda/8$ のときであり、それぞれ位相角 $\phi = 135^\circ + n \times 180^\circ$ に対応していることがわかる。また、Fig. 8でみられる位相遅延時間の谷になる周波数は片道線路長 $L_m = 5\lambda/8, 9\lambda/8$ のときであり、それぞれ位相角 $\phi = 45^\circ + n \times 180^\circ$ に対応していることがわかる。

遮蔽型ミランダ線路では遮蔽導体と線路間の結合容量 C_s はFig. 15の結合容量 C_m よりも支配的になるため、遮蔽型ミランダ線路のモデルを近似的にFig. 17のように考えると、等価回路はFig. 18のようになる。等価回路より式(16)~(19)が得られる。ただし、これらの式の中で、 L_0 、 M 、 C_0 は遮蔽型ミランダ線路の自己インダクタンス、相互インダクタンス、自己容量である。

$$Z' = j\omega(L_0 - 2M) \quad (16)$$

$$Y' = \frac{j\omega(C_0 + 2C_s)}{1 - \omega^2(C_0 + 2C_s)M} \quad (17)$$

Fig. 17 An example of shielded meander line

Fig. 18 An equivalent circuit of shielded meander line

$$\gamma' = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega(L_0 - 2M) \cdot \frac{j\omega(C_0 + 2C_s)}{1 - \omega^2(C_0 + 2C_s)M}} \quad (18)$$

$$t'_{pd} \approx \sqrt{(L_0 - 2M) \cdot (C_0 + 2C_s)} \quad \because 1 \gg \omega^2(C_0 + 2C_s)M \quad (19)$$

Fig. 12の $S=0.15\text{ mm}$ では遮蔽導体を配置した方が0 Hz 付近の低い周波数で位相遅延時間は大きくなる。これは、式(19)より、相互インダクタンス M が遮蔽導体のないときに比べて小さくなったことと、 C_s が新たに加わったことが考えられる。

遮蔽導体を配置したことで位相遅延時間は全周波数で増加するように思われる。しかしながら、Table 1を見ると位相遅延時間の平均値では遮蔽導体を配置した方が位相遅延時間は小さくなっている。これはFig. 10のように遮蔽導体を配置したことにより、ミアンダ線路と遮蔽導体との間の空気層を通過する電束が増加したため実効誘電率は小さくなったと考えられる。

次にSパラメータに関して考察する。ミアンダ線路の折り返し部A, Bで発生する反射波を近似的にFig. 19のように示す。Fig. 13(a)の S_{11} でみられるディップの周波数は、Fig. 19に示した折り返し部A, Bでの2つの反射がキャンセルして反射の影響が小さくなっていると考えられる。A点での反射波 W_{r1} の位相を基準にしたときのB点を折り返してきた反射波 W_{r2} の位相差が π となるとき、つまり、 $L_m = (2n+1) \times \lambda/4$ のとき反射波は弱め合い S_{11} は小さくなる。一方、反射波 W_{r1} と反射波 W_{r2} の位相差が 2π のときは2つの反射が強め合うため S_{11} は大きくなる。Fig. 14(a)の S_{21} ではFig. 13(a)の S_{11} と連動した特性を示している。確認のため

Fig. 19 Reflection waves at A and B

S_{11} のディップの各周波数での位相角 $\Phi = \beta l = (2\pi f_1/v_p) * l$ を求めると、 S_{11} のディップの周波数を $f_1=1.55\text{ GHz}$, $f_2=4.95\text{ GHz}$, $f_3=8.25\text{ GHz}$ 、信号の位相速度を $v_p=1.61 \times 10^8\text{ m/s}$ 、 L_m の往復の距離を $l=2 * L_m=2 * 25=50\text{ mm}$ とすると、 $\Phi_1 = \beta l = (2\pi f_1/v_p) * l = 0.96\pi \approx \pi$ 、 $\Phi_2 = \beta l = (2\pi f_2/v_p) * l = 3.06\pi \approx 3\pi$ 、 $\Phi_3 = \beta l = (2\pi f_3/v_p) * l = 5.12\pi \approx 5\pi$ となっていることがわかる。つまり、 L_m では $\lambda/4$ の奇数倍と一致している。

7. まとめ

折り返し部の長いミアンダ線路の折り返し部線路間の結合による位相遅延時間の周波数特性劣化を改善するため、折り返し部線路間にビアを介してグラウンドに接続した遮蔽導体を配置した遮蔽型ミアンダ線路を提案した。提案した遮蔽型ミアンダ線路は位相遅延時間の減少と周波数特性の劣化を改善できることを示した。本手法により小面積での線路設計においても、位相遅延時間の減少しにくく、周波数特性の劣化しにくいミアンダ線路を提供できる。

本研究ではマイクロストリップ線路構造に関して述べたが、今後、ストリップ線路構造に関しても研究を進める予定である。

(2005.12.9-受理)

文 献

- 1) 岡村総吾 監訳：“IEEE電気・電子用語辞典”，丸善，p. 21, 1989
- 2) S. Nara and K. Koshiji: “Study on Delay Time Characteristics of Shielded Meander Lines”, Proceedings of the 17th International Zurich Symp. in Singapore on EMC, pp. 324-327, Feb. 2006
- 3) S. Nara and K. Koshiji: “Study on Delay Time Characteristics of Multilayered Hyper-Shielded Meander Line”, Proceedings of the 2006 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 760-763, Aug. 2006
- 4) R. Sato: “A Design Method for Meander-Line Networks Using Equivalent Circuit Transformations”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 19, Issue 5, pp. 431-

442, May 1971

- 5) W. H. Haydl: "Properties of Meander Coplanar Transmission Lines", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. **2**, Issue 11, pp. 439–441, Nov. 1992
- 6) N. Orhanovic, R. Raghuram and N. Matsui: "Characterization of Microstrip Meanders in PCB Interconnects", Proceeding of the 2000 Electronic Components and Technology Conference, pp. 508–512, May 2000
- 7) B. J. Rubin and B. Singh: "Study of Meander Line Delay in Circuit Boards", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. **48**, pp. 1452–1460, Sep. 2000
- 8) A. U. Bhobe, C. L. Holloway and M. Piket-May: "Meander Delay Line Challenge Problem: A Comparison Using FDTD, FEM and MoM", Proceedings of the 2001 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 805–810, Aug. 2001
- 9) Y. J. Kim, J. H. Kim, H. S. Ryu, Y. S. Suh, J. K. Wee, H. S. Chun and J. S. Ki: "Pico-Second Signal Transient Characterization Technique of Meanders through S-Parameter Measurement in High-Speed PWB Interconnects", Proceedings of the 2001 Electronic Components and Technology Conference, pp. 1463–1467, May–June 2001
- 10) I. Kelander, A. Arslan and V. Hurskainen: "Modeling of Spiral and Meander Lines in Multilayer Passive Integration", Electrical Performance of Electronic Packaging, pp. 83–86, Oct. 2002
- 11) T. Sudo, J. Kudo, Y. Ko and K. Ito: "Experimental Characterization and Numerical Modeling Approach of Meander Delay Lines", 2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 711–715, Aug. 2002
- 12) R. Araneo and F. Maradei: "Passive Equivalent Circuits of Complex Discontinuities: An Improved Extraction Technique", Proceedings of the 2005 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago, IL, USA, pp. 700–704, Aug. 2005
- 13) D. N. Ladd and G. I. Costache: "SPICE Simulation Used to Characterize the Crosstalk Reduction Effect of Additional Tracks Grounded with Vias on Printed Circuit Boards", IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, Vol. **39**, pp. 342–347, June 1992
- 14) J. C. Coetzee and J. Joubert: "Full-Wave Characterization of the Crosstalk Reduction Effect of an Additional Grounded Track Introduced between Two Printed Circuit Tracks", IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, Vol. **43**, pp. 533–558, July 1996
- 15) R. L. Khan and G. I. Costache: "Finite Element Method Applied to Modeling Crosstalk Problems on Printed Circuit Boards", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. **31**, pp. 5–15, Feb. 1989
- 16) M. K. Krage and G. I. Haddad: "Characteristics of Coupled Microstrip Transmission Lines-I: Coupled-Mode Formulation of Inhomogeneous Lines", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. **18**, pp. 217–222, Apr. 1970
- 17) M. K. Krage and G. I. Haddad: "Characteristics of Coupled Microstrip Transmission Lines- II: Evaluation of Coupled-line Parameters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. **18**, pp. 222–228, Apr. 1970
- 18) 成田誠之助, 小林侅史: "電気回路理論", 昭晃堂, p. 38, 1978
- 19) B. M. Schiffman: "A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters", IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. **6**, pp. 232–237, Apr. 1958