

## 高周波多層回路におけるくびれ形ビアの提案とその電磁界解析

A Proposal and Electromagnetic-Field Analysis of the Via Constricted  
in the Middle in a High Frequency Multilayered Circuit○高澤圭樹<sup>1</sup>, 柴田国明<sup>2</sup>, 細野裕行<sup>3</sup>, 三枝健二<sup>3</sup>, 高野忠<sup>3</sup>\*Keiju Takasawa<sup>1</sup>, Kuniaki Shibata<sup>2</sup>, Hiroyuki Hosono<sup>3</sup>, Kenji Saegusa<sup>3</sup>, Tadashi Takano<sup>3</sup>

Abstract: In this report, we have studied the electric property of the via constricted in the Middle by the moment method analysis. The length between a ground plane and a via has been adjusted, and it is showed that the impedance is matched.

## 1. まえがき

電子機器の小型化に伴い、回路の多層化が進んでいる。多層化された回路は各々ビアにより接続される。またマイクロストリップラインからトリプレートといった異なる構造の伝送路を接続する際にもビアが用いられる。しかし、高周波の信号を送信する際にはビアによるインピーダンスの不整合が懸念される[1]。また、プリント配線の曲がりに角で反射することが懸念される[2]。そこで、本報告ではビアで接続した3層の伝送路において曲がり角を直角に曲げず、電気特性を改善できるとされるくびれ形ビア[3]を提案し、それについてモーメント法により電磁界解析し、整合の観点から電気特性の検討を行う。

## 2. 解析モデル

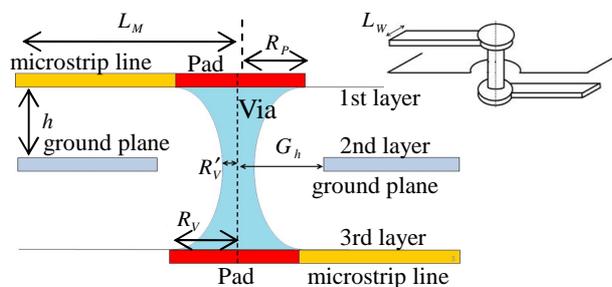


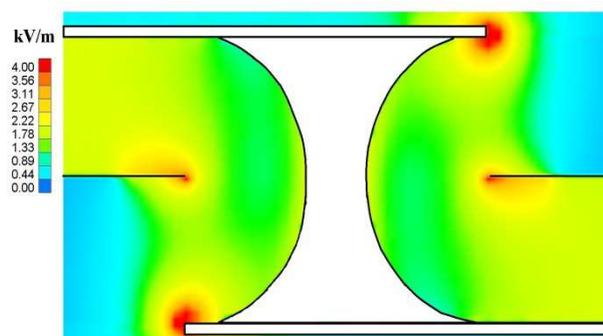
Fig.1 Analysis model

図1に今回解析を行ったマイクロストリップライン-地板-マイクロストリップラインの3層構造モデルを示す。基板はRO4350と仮定し、比誘電率は3.48、基板厚を $h=0.51\text{mm}$ 、伝送路の厚みは $d=18\mu\text{m}$ とする。マイクロストリップラインは9.5GHzに焦点を合わせ、長さは $L_M=10.75\text{mm}$ 、幅を $L_w=1.2\text{mm}$ とする。2つの伝送路をつなぐ構造はPadをもつくびれ形ビアとし、Pad半径を $R_p=0.6\text{mm}$ 、ビアの最も太い部分の半径を $R_v=0.5\text{mm}$ 、最も細い部分の半径を $R'_v$ とする。また、2層目にある地板穴の半径を $G_h$ とし、終端抵抗は $50\Omega$

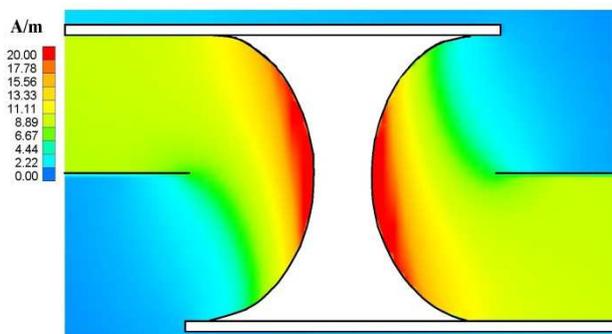
とする。

## 3. 解析結果

図2に、(a)は電界、(b)は磁界の、各々の強度分布を示す。(a)より、通常のスレートビアと同様に、Padと地板の間でキャパシタンスをもっていることがわかる[4]。Padとビアの接合部分に着目すると、スレートビアは電界分布が不連続になっているのに対し、くびれ形ビアでは一定になっていることがわかる。また、(b)の磁界分布はスレート、くびれ形ともに同じような分布となっており、ビアが自己インダクタンスをもつことがわかる。



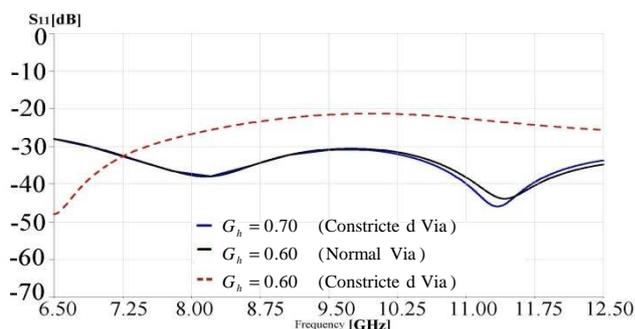
(a) Electric field strength distribution



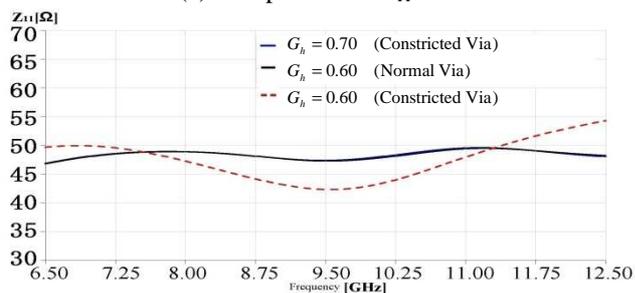
(b) Magnetic field strength distribution

Fig.2 Electromagnetic analysis of Via

図 3(a)は  $S_{11}$  の周波数特性であり, (b)は  $Z_{11}$ -周波数特性である. 共にストレートビアとくびれ形ビアの比較を示しており,  $Z_{11}$  は絶対値としている. このとき, ストレートビアの半径を  $0.15\text{mm}$ , くびれ形ビアの  $R'_v$  を  $1.5\text{mm}$  とする. 結果より, くびれ形ビアにすると, ビアのもつインダクタンスが減少し, 表面積が増えている為容量が増加している. そのため, 特性インピーダンスの値が減少し  $S_{11}$  が悪くなっている. しかし, 地板穴の半径を  $0.60\text{mm}$  から  $0.70\text{mm}$  にすると, 容量を調整することができ, 整合をとることができる.



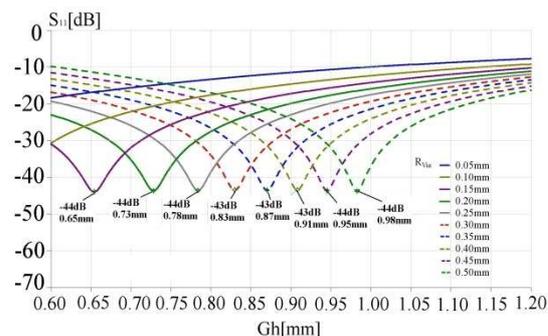
(a) Comparison of  $S_{11}$



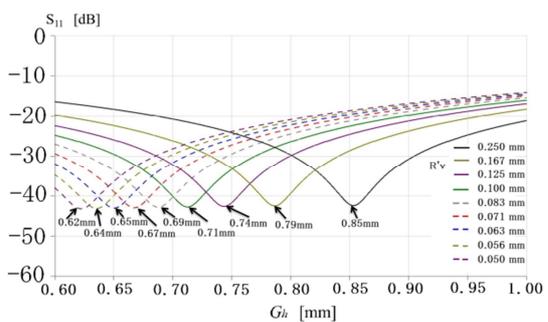
(b) Comparison of  $Z_{11}$

Fig.3 Comparison of  $S_{11}$  and  $Z_{11}$

次にビアの最小径  $R'_v$  を変化させたときの地板穴径との関係について示す. 図 4 は  $9.5\text{GHz}$  のときの  $S_{11}$ -地板穴径特性であり, 縦軸を  $S_{11}$ , 横軸を地板穴径としている. (a)はストレートビアの結果であり, 凡例はビアの半径  $R_{Via}$  としている. (a)よりビア半径を小さくすると, 整合をとるために地板穴径も小さくする必要があることがわかる. (b)にくびれ形ビアの結果を示す. 凡例はくびれ形ビアの最小径  $R'_v$  としている. 結果より, (a)と同様に  $R'_v$  を小さくしていくと地板穴径も小さくする必要があることがわかる. 次に図 4 の結果より,  $S_{11}$  が最小値となるときビア半径と地板穴径の関係について表 1 に示す. この結果より, ストレートビアは地板とビアの距離が約  $0.5\text{mm}$ , 基板厚と同じにしたときに整合がとれ, くびれ形では最小径  $R'_v$  と地板との距離が  $0.6\text{mm}$  のときに, 整合がとれていることがわかる.



(a) The relation between  $R_{Via}$  and  $G_h$  (Normal Via)



(b) The relation between  $R'_v$  and  $G_h$  (Constricted Via)

Fig.4 Optimal relation between  $R_{Via}$  or  $R'_v$  and  $G_h$

Table 1  $G_h$  and  $R_v$  as of optimal value of  $S_{11}$

$R_{Via}$	$G_h$	$G_h - R_{Via}$	$R'_v$	$G_h$	$G_h - R'_v$
[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
0.15	0.65	0.50	0.050	0.62	0.57
0.20	0.73	0.53	0.063	0.65	0.59
0.25	0.78	0.53	0.071	0.67	0.60
0.30	0.83	0.53	0.083	0.69	0.61
0.35	0.87	0.52	0.100	0.71	0.61
0.40	0.91	0.51	0.125	0.74	0.62
0.45	0.95	0.50	0.167	0.79	0.62
0.50	0.98	0.48	0.250	0.85	0.60

#### 4. まとめ

本報告ではくびれ形ビアの電磁界解析を行い, 電気特性の検討を行った. 結果から, 地板とビアの距離を  $0.60\text{mm}$  に調整することで  $S_{11}$  が最も小さくなり整合をとれることがわかった.

この研究の一部は日本無線(株)からの委託研究費で行われています.

#### 【参考文献】

- [1] 白木他, 信学論(C), vol.J89-C, No.12, pp.1110-1119
- [2] 森田長吉, 信学技報, MW96-23, 1996-05
- [3] 細野, 柴田, 三枝, 高野, 信学ソ大(通信), B-1-196. 2012
- [4] 柴田他, 理工学部学術講演会, “高周波多層回路における

Via の電磁界解析” 日本大学, M-3 2011