

研究速報

共通グラウンドをもつプリント基板の平行 2 配線間
クロストークに対するスリットサイズ効果

前野 剛^{†,††}(正員)

上山 博也^{††}

市川 浩司[†](正員)

藤原 修^{††}(正員)

Slit-Size Effects of Crosstalk between Two Parallel Signal Traces
on Printed Circuit Board with Common Ground Layer Patterns

Tsuyoshi MAENO^{†,††}, Member,

Hiroya UHEYAMA^{††}, Nonmember, Kouji ICHIKAWA[†], and

Osamu FUJIWARA^{††}, Members

[†](株)デンソー, 刈谷市

DENSO CORPORATION, 1-1 Showa-cho, Kariya-shi, 448-
8661 Japan

^{††}名古屋工業大学大学院, 名古屋市

Graduate School of Engineering, Nagoya Institute of Tech-
nology, Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi, 466-8555 Japan

あらまし 多層のプリント回路基板(PCB)から外部配線へのFM放送波帯の伝導雑音電流出量の低減を目的として、平行 2 配線だけの簡易 PCB の配線間クロストークに対する共通グラウンド層パターンのスリットサイズ効果を、FDTD シミュレーションで調べた。その結果、クロストークは、スリットの無い場合に比して配線に平行に入れたスリットの長さと同様のサイズを大きくするほど低減するが、その程度はただか 6 dB であること、しかし配線に直交したスリットではサイズを大きくすればクロストークは逆に増大し、50 dB にも達すること、これらの特性はブリッジ等価回路モデルで定性的に説明できること、などが分かった。

キーワード 車載ラジオ妨害, 簡易プリント回路基板, スリット付き共通グラウンド層パターン, 平行 2 配線, クロストーク

1. ま え が き

車載電子機器の多層プリント回路基板(PCB)から外部配線へ流出する伝導雑音電流は車載 FM ラジオへの妨害源となる[1]。この機構は共通グラウンドを流れる雑音電流のリターン量の変化で生ずるとの考え方[2]から、筆者らは先に、二つの平行する配線をもち、その共通リターンとなるグラウンド層パターンだけ異なる 3 種類の簡易的な PCB を作成し、配線間のクロストークを、FM 放送波帯を含む 3~300 MHz の周波数範囲で測定した[3]。その結果、クロストークは、スリットを配線に平行に入ればスリットの無い場合よりも低く抑えることができ、スリットを配線に直交して入れた場合は逆に増大すること、これらは

FDTD シミュレーションともおおむね一致すること、などが分かった。

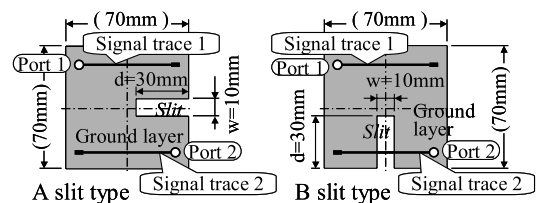
本論文では、上述の簡易プリント基板の共通グラウンド層のスリットサイズが平行 2 配線間のクロストークに及ぼす影響を FDTD シミュレーションで示す。

なお、スリットを介したクロストーク問題に関しては、上らはスリットの結合機構説明[4]を目的として種々のモデルで考察してはいるが、本論文のように、スリットの配置とサイズの PCB 外部配線への伝導雑音電流出量に対する影響を論じたものではない。

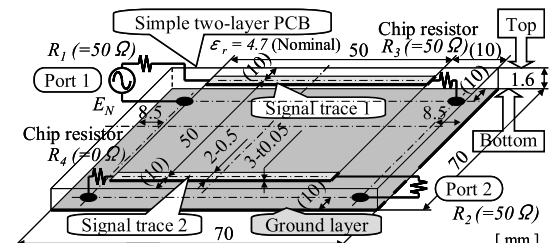
2. 平行 2 配線の簡易 PCB と伝導雑音の流出量評価

2.1 試作 PCB とクロストーク

図 1(a) は試作した簡易な 2 層 PCB を示す。この PCB は厚さ 1.6 mm のガラスエポキシ基板(比誘電率: $\epsilon_r = 4.7$)である。PCB の一方の面に配線 1 と 2 とを銅パターン(導電率: $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m, 幅: 0.5 mm, 厚さ: 0.05 mm)で平行に配置・構築し、配線 1 はデジタル回路用を、配線 2 はアナログ回路用をそれぞれ想定した。PCB の他の面は、配線の帰路電流の共通リターン経路となるグラウンド層とし、試作 PCB では、図に示すようなスリットの配置だけ異なるものを 2 種類とスリットの無いものを試作し



(a) PCBs having different ground patterns (top view).



(b) Method for evaluating conducted current outflows from PCB (example for plane type).

図 1 (a) 試作 PCB と (b) PCB から流出する伝導雑音電流の評価法

Fig. 1 (a) Fabricated PCBs and (b) method for evaluating conducted noise current outflows from the PCB.

た．グラウンド層にスリットのない PCB は，ここでは Plane type と呼ぶことにする．スリットを配線に平行に入れたタイプを A slit type，垂直に入れたものを B slit type とそれぞれ呼ぶ．図 1(b) は，配線 1 から配線 2 を介して PCB から流出する伝導雑音電流の評価法を Plane type について示す．配線 1 の一方の端部にある Port 1 は，デジタル回路の出力部分を想定し，もう一方の端部にある $R_3 (= 50 \Omega)$ はデジタル回路の負荷を想定している．配線 2 の一方の端部の $R_4 (= 0 \Omega)$ はアナログ回路の低い出力抵抗（ここでは 0Ω とした），もう一方の端部である Port 2 は車両配線に接続されるコネクタ部分をそれぞれ想定している．ここでは，伝導雑音電流の PCB からの流出量は，配線 1 の Port 1 励振に対して配線 2 の Port 2 に誘導されるクロストークで評価する．クロストークは，Port 1 と Port 2 に 50Ω 同軸ケーブルを介してネットワークアナライザに接続し，Port 1 励振に対する Port 2 出力を S_{21} として求めることができる．この結果，図 1(b) の Port 1 には 50Ω を介して電源を，Port 2 には 50Ω の抵抗負荷をそれぞれ接続している．なお，測定の際にコモンモード電流の影響を低減させる目的で同軸ケーブルには電磁干渉低減用のフェライトコアをほぼ全長にわたって装着した．クロストークの FDTD シミュレーションは，文献 [5] と同じであるが，次のように行った．図 1(b) の PCB を $0.5 \text{ mm} \times 0.5 \text{ mm} \times 0.8 \text{ mm}$ 格子で構築し，グラウンド・配線の厚さはゼロとした．基板には比誘電率 4.7 を，金属部には銅の導電率 ($\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$) をそれぞれ与えた．吸収境界条件には Berenger の PML (12 層) を適用し，配線 1 の一端をガウスパルスで励振することで配線 2 に生ずるクロストークを計算し，波形のフーリエ変換によって 3 ~ 300 MHz のクロストークの周波数特性を求めた．その際，スリットの幅 (w) と深さ (d) を試作 PCB のスリット寸法 ($w = 10 \text{ mm}$ ， $d = 30 \text{ mm}$) の前後で一方を固定した上でそれぞれ変化した場合の S_{21} を FDTD 法でシミュレートした．

2.2 クロストークの周波数特性とスリットサイズ効果

図 2 は 3 種類の簡易 PCB のクロストークの周波数特性を示す [3]．図中の実線は測定値，□ ○ △ は FDTD シミュレーションである．図から，クロストーク S_{21} の測定値と FDTD シミュレーションはおおむね一致していること，配線と平行にスリットを入れた A slit type では，Plane type と比較して 100 MHz の

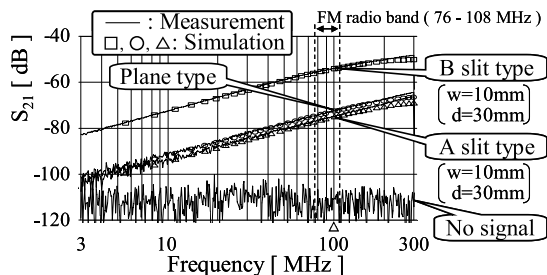


図 2 平行配線間の Port 1 励振に対する Port 2 への S_{21} の周波数特性

Fig. 2 Measurement and simulation of frequency characteristics of S_{21} (from Port 1 to Port 2).

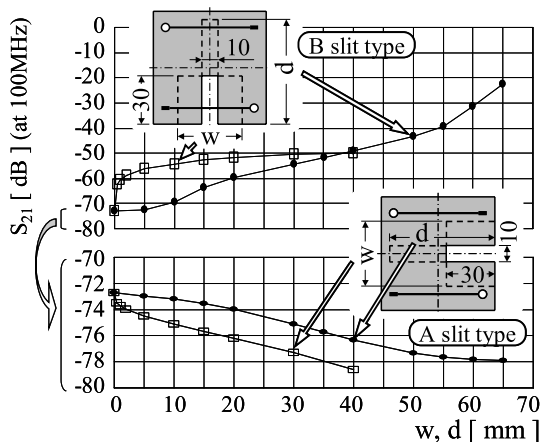


図 3 100 MHz における S_{21} 値のスリットサイズ依存性
Fig. 3 Dependence of S_{21} at 100 MHz on slits size.

S_{21} 値は約 2.5 dB 小さいのに対して，配線と直交してスリットを入れた B slit type では Plane type と比べて逆に 19 dB 大きいこと，などが確認できる．

図 3 はスリットサイズを変化させた際の S_{21} 値の FDTD シミュレーション結果を示す．周波数は FM 放送波帯を含む 100 MHz とした．図から，A slit type では，スリットの幅 (w) と深さ (d) のいずれも大きくなるほどクロストークが単調減少し， $w = 40 \text{ mm}$ で最小となり，このときの S_{21} 値は Plane type と比べて約 6 dB 程度小さいこと，B slit type では w と d のいずれも大きくなるほどクロストークは逆に増加し， $d = 65 \text{ mm}$ で最大となり，このときの S_{21} 値は Plane type と比べて約 50 dB 大きいこと，などが分かる．

3. 考 察

前章で得られた結果を定性的に理解するために，文献 [6] で筆者らが提案したブリッジ等価回路モデルを用いて，グラウンド層パターンのスリットがクロストー

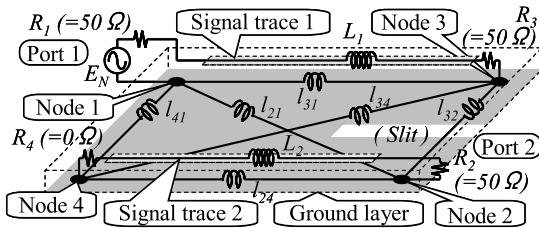


図4 共通グラウンドの帰路電流に着目した2層簡易PCBのブリッジ等価回路 (A slit type の例)

Fig. 4 Equivalent bridge circuit of simple two-layer PCB for return circuits of common ground pattern (example for A slit type).

クに与える影響を考察した。本来、2配線間の直接の電磁結合も考慮する必要があるが、ここでは文献[6]と同じくグラウンドパターンを経由する帰路電流だけに着目した。図4は、上記の考えに基づいた図1(b)に示す簡易PCBの等価回路を示す。ただし、図ではA slit typeを例として等価回路を示している。基板のグラウンドパターンと配線をインダクタンスだけで表し、 $L_i (i=1, 2)$ は配線1と配線2のインダクタンスを、 l_{ij} はグラウンド層パターンのNode i からNode j へ経由する帰路電流通路のインダクタンスをそれぞれ表している。なお l_{ij} は、スリットのない場合にはNode i とNode j とを結ぶ直線距離に並行して増大する。それゆえに図4に示すスリットは、Node 3からNode 2を経由する帰路電流の実質的な経路を延ばすので、結果として、 l_{32} を増大させることになる。等価回路でPort 1を励振すると、配線間の共通グラウンドを経由する帰路電流により、Port 2には出力電圧が発生する。図4の等価回路から、Port 2での出力電圧を抑制するには、

$$(1) \quad \omega l_{21} \times \omega l_{34} = \omega l_{41} \times \omega l_{32}$$

$$(2) \quad \omega l_{24} \ll \omega L_2$$

$$(3) \quad \omega l_{31} \ll \omega L_1$$

という条件のいずれかを満たせばよい。ここで、 ω は角周波数である。条件(1)を満たせば、図4の等価回路において、Node 1に対するNode 2の電位とNode 4のそれとが等しくなり、このとき配線2には電流は流れず、それゆえにクロストークは生じない。この条件は、ブリッジの平衡条件に相当する。条件(2)を満たせば、Node 2とNode 4とがNode 1に対して同電位でなくても、Port 1励振で生ずる帰路電流は l_{24} へバイパスするので、クロストークは低減する。条件(3)を満たせば、帰路電流は l_{31} を経由してPort

1に帰還する電流が増加するので、結果としてクロストークは低減する。条件(1)(2)は、クロストーク低減の必要十分条件であるが、条件(3)は十分条件である。図1(a)に示す2層簡易PCBはどのタイプのものも条件(1)~(3)を満足しない。条件(1)については、いずれも $\omega l_{21} \times \omega l_{34} > \omega l_{41} \times \omega l_{32}$ となる。A slit typeのものはPlane typeのものに比べてスリットの存在で ωl_{32} が大きくなるので、Plane typeよりも条件(1)を満足する状態に近づき、図2に示したようにクロストークがPlane typeの場合よりも低減したと考える。B slit typeのものはPlane typeのものに比べてスリットで ωl_{24} が大きくなるので、Plane typeよりも条件(2)において不利になり、クロストークがPlane typeの場合よりも大きくなったと考える。スリットのサイズを変化させた場合には、A slit typeではスリットの寸法 w が大きくなるほど主に ωl_{32} が増大するために条件(1)に近づくことでクロストークは低減し、スリットの寸法 d が大きくなる場合には、 ωl_{21} と ωl_{34} も増大するが、 ωl_{32} の電流経路も延びる結果として ωl_{32} が際立って大きくなるので、結局、条件(1)に近づき、クロストークは低減する。一方、B slit typeではスリットの存在で ωl_{24} が大きくなり、 d が長くなって配線1の近くにスリットが到達することで ωl_{31} も大きくなるので、条件(3)においてもPlane typeより不利になり、結果としてクロストークは増加したものと考える。

4. む す び

平行配置2配線と共通グラウンド層パターンをもった2層簡易PCBを対象として、スリットサイズの配線間クロストークに及ぼす影響をFDTDシミュレーションで調べた。その結果、スリットを配線と平行に入れると、スリットのないものと比べてスリットの幅と深さのどちらのサイズを大きくしてもクロストークは低減するが、その程度はただだか6dBであること、同じスリットを配線に直交に入れた場合にはスリットのないものと比べて、スリットの幅と深さのどちらのサイズを大きくしてもクロストークは増大し、最大50dBにも達すること、更にスリットの深さ方向が大きくなり、配線と交差する前後で急激にクロストークが増大すること、などが分かった。これらの結果は、文献[3]の場合と同様に、2配線間の等価的なブリッジ回路で定性的に説明できた。

今後の課題は、グラウンドパターンのインダクタンス値をスリットサイズとの関係において定量的に評

価すること，本論文で得られた知見が実際の PCB パターン設計にどの程度適用できるかを検討すること，などである．

文 献

- [1] 前野 剛，鶴生高德，加藤謙二，藤原 修，“車載用電子機器からワイヤハーネスへ流出する伝導雑音電流の低減”，信学論（B），vol.J90-B, no.4, pp.437-441, April 2007.
 - [2] C.R. Paul（著），櫻井秋久（監訳），佐藤利三郎（監修），EMC 概論，pp.558-560，ミマツデータシステム，1996.
 - [3] T. Maeno, H. Ueyama, Y. Sakurai, T. Unou, and O. Fujiwara, “Effect of ground layer patterns with slits in suppressing cross-talks between two parallel signal traces on printed circuit board,” Proc. APEMC Singapore 2008, May 2008.
 - [4] 肖 鳳超，中田洋平，村野公俊，上 芳夫，“グラウンド層に入ったスリットをまたぐトレース線路間クロストーク解析モデルとステッチングキャパシタによる低減効果”，信学論（C），vol.J89-C, no.11, pp.885-893, Nov. 2006，など．
 - [5] 上山博也，前野 剛，平田晃正，王 建青，藤原 修，“グラウンド層スリット付きプリント回路基板から流出する伝導雑音電流の FDTD 計算”，信学技報，EMCJ2007-96, Dec. 2007.
 - [6] 前野 剛，鶴生高德，市川浩司，藤原 修，“プリント回路基板から流出する伝導雑音電流に対するグラウンド層パターンのスリット効果”，電学論（C），vol.127, no.12, pp.1988-1996, Dec. 2007.
- （平成 20 年 4 月 7 日受付，6 月 20 日再受付）