外部信号ケーブルに重畳するノイズに対する プリント配線板上の回路への誘導ノイズとその低減法

正 員 齊藤 成一 (三菱電機)

非会員 中村 俊一郎 (三菱電機)

正 員 仁田 周一 (東京農工大)

The noise induced on electronic circuits connected with printed circuit board traces due to noise superposed on an external signal cable and their reduction method

Seiichi SAITO, Member (Mitsubishi Electric)

Shunichiro NAKAMURA, Non-member (Mitsubishi Electric)

Shuichi NITTA, Member (Tokyo University of Agriculture & Technology)

This study is to propose a method to improve the noise immunity of electronic circuits on printed circuit boards (abbr. PCBs). The noise on the PCB traces is induced from external cables which are different from the PCB traces in length. This paper experimentally and analytically clarifies that the large noise can be transferred from a noisy wire to a victim wire, even when two wires have different length and loose coupling at short-section. The reason why the large noise is transferred to PCB traces is because the base resonant frequency f_0 of the shorter wire can be the same as the multiple resonant frequency Nf_0 ($N=2,3,\dots$) of the other wire. Further, in this paper, the characteristics of PCB traces are clarified, such as the resonant frequency dominating noise frequency is changed according to kinds of load and the location to which a load is connected, and then noise reduction methods are proposed. The bus circuit with non-power-consuming termination proposed by authors is verified to be effective on reducing induced noise as well as high speed bus data transmission.

キーワード：ノイズ、共振、誘導、電子回路、バス、ケーブル、プリント配線板、

1. まえがき

電子機器は、機能や性能の著しい発達とともに適用分野が拡大しており、発電所や変電所の制御システム、列車試験システム、その他大電力機器の近傍に設置される工場の制御システムなどノイズ環境の厳しい場所への適用が要求されるようになってきた⁽¹⁾⁽²⁾。

このようなシステムでは、各種センサーや接点とインタフェースを行なう外部信号ケーブルに大きなノイズが重畳し、電子機器にノイズが侵入することがある⁽³⁾。

電子機器の耐ノイズ性を向上させるためには、外部信号ケーブルから内部電子回路の配線に用いられるプリント配線板 (PCB) への誘導を小さくすることが必要である⁽⁴⁾。

信号配線間のノイズの誘導に関して、等しい長さの配線が平行するモデルを基本にした研究が従来から行われてきている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。しかし、外部信号ケーブルに重畳するノイズが PCB 配線へ誘導する場合のように、お互いに配線経路

が異なりしかも長さの異なる配線間の誘導妨害についての研究はほとんど行われていない。

本論文では、実際の制御システムでよく遭遇する状況、すなわち配線経路・長さの異なる配線どうしが配線の片端で疎結合する場合のノイズの誘導について、実験および解析によってそのメカニズムを明らかにし、高ノイズ環境で問題となる誘導ノイズを低減させる方法を提案する。

外部信号ケーブルに重畳するノイズは、ケーブルの長さにより決まる基本周波数を振動周波数とした減衰振動波形を呈する⁽⁷⁾。また、ケーブルを伝送線路とみなすと、共振基本周波数の整数倍の周波数成分を含んでいる⁽⁸⁾⁽⁹⁾。本研究では、配線の共振と誘導ノイズの関係に着目し、外部信号ケーブルの持つ基本共振周波数およびその整数倍の周波数と、PCB の配線の持つ共振周波数が一致することによって、外部ケーブルの端と疎結合した PCB の配線に大きなノイズが誘導されることを明らかにする。

さらに、PCB 配線のノイズの誘導特性を明らかにして誘

導を減らす方法を示し、ノイズの周波数成分が高周波に及ぶ場合でもノイズ誘導防止効果の高い無電力終端付バス回路方式の提案および検証を行なう。

以下、2章で配線の共振と誘導ノイズの関係を解析と実験により明らかにし、3章ではPCB配線へのノイズ誘導特性を2章で明らかにされた考え方を基に検討、4章でノイズ低減法を提案する。最後に5章でまとめを述べる。

2. 配線の共振とノイズの誘導との関係

外部信号ケーブルからのノイズが電子機器に侵入するのを防止するため、電子機器の入力部分で信号とグラウンドとをホットカップラにより絶縁分離する方式がしばしば用いられる⁽¹⁰⁾。この方式はノイズ防止に一定の効果があるが、特に大きなノイズの発生する環境においてはこれだけでは十分とは言えず、ノイズの誘導のメカニズムを調べて誘導を減らす方法をとることが必要である。

以下、伝送線路の共振と誘導ノイズの関係、伝送線路間のノイズの誘導について考察し、ここで明らかにした概念について実験による検証を行なう。

〈2.1〉伝送線路の共振と誘導ノイズの関係 外部信号ケーブルがグラウンド（大地や導電性の面）近くに布線されることを想定すると、ケーブルを導線としたマイクロストリップラインとみることができる。

マイクロストリップラインはその構造により伝送インピーダンスおよび伝搬定数が決まる分布定数回路であり、ノイズ源が分布定数回路の片端に結合したモデルは図1で示される。ここでは、ノイズ源の信号源インピーダンスおよび結合インピーダンスを合わせて Z_c として示している。

図1 分布定数回路へのノイズ結合モデル
Fig.1 A model of distributed constant circuit with noise coupling

図1に示す負荷 Z_r からの距離 x における電圧 V および電流 I は、以下のように表わされる。

$$V = V_l \cdot \frac{Z_r \cosh Px + Z_0 \sinh Px}{Z_r \cosh Pl + Z_0 \sinh Pl} \quad (1)$$

$$I = \frac{V_l}{Z_0} \cdot \frac{Z_r \sinh Px + Z_0 \cosh Px}{Z_r \cosh Pl + Z_0 \sinh Pl} \quad (2)$$

ここに、 V_l : $x=l$ における電圧

Z_r : 負荷のインピーダンス

Z_0 : 伝送線路のインピーダンス

P : 伝搬定数、 x : 負荷端からの距離

l : 伝送線路の長さ

式(1)、(2)より $x=l$ におけるインピーダンス Z_l を計算

すると、式(3)が求められる。

$$Z_l = \frac{V_l}{I_l} = \frac{Z_0(Z_r \cosh Pl + Z_0 \sinh Pl)}{Z_r \sinh Pl + Z_0 \cosh Pl} \quad (3)$$

ここに、 I_l : $x=l$ における電流

$P = j\omega\sqrt{LC}$ を代入して整理すると、式(4)となる。

$$Z_l = Z_0 \times \frac{Z_r \cos \omega\sqrt{LC} + jZ_0 \sin \omega\sqrt{LC}}{Z_0 \cos \omega\sqrt{LC} + jZ_r \sin \omega\sqrt{LC}} \quad (4)$$

ここに、 L : 伝送線路単位長あたりインダクタンス

C : 伝送線路単位長あたりキャパシタンス

また、 V_l と信号源電圧 V_s および Z_l の関係は、式(5)で示される。

$$V_l = V_s \times \frac{Z_l}{Z_c + Z_l} \quad (5)$$

次に、この式(4)および(5)を基に、ケーブルへのノイズ誘導モデルにより誘導ノイズ特性の検討を試みる。

電子機器の入力部分によく使用されるホットカップラは、ケーブルをグラウンドから電氣的に絶縁分離してノイズ電流の侵入を防止している。実際のノイズ源としては、モータや電磁バルブなどインダクタンス負荷を遮断する際に発生する大きな電圧変化(dV/dt)を伴う場合も多く、絶縁分離の対策で十分でない場合がある。大きな dV/dt によるノイズは、容量性結合によって近くの導体に誘導する⁽¹³⁾。

上記を想定したノイズの誘導モデルを図2に示す。図2において、伝送線路左端の点①でノイズ源（信号源インピーダンス r ）が小さな結合容量 C_c で結合、右端の点②（ホットカップラ側を想定）はリーク抵抗成分 R_r を介してリターン側（グラウンド）に接続されている。

図2 伝送線路端にノイズ源が容量結合したモデル
Fig.2 A model of a transmission line capacitively coupled with noise at the line end

図2の点①におけるインピーダンス Z_{pu1} および電圧 V_{pu1} は、(6)および(7)を式(4)および(5)に代入することにより求められる、結果を式(8)、(9)に示す。

$$Z_r = R_r \quad (6)$$

$$Z_c = r + \frac{1}{j\omega C_c} \quad (7)$$

$$Z_{pu1} = Z_0 \times \frac{R_r \cos \omega\sqrt{LC} + jZ_0 \sin \omega\sqrt{LC}}{Z_0 \cos \omega\sqrt{LC} + jR_r \sin \omega\sqrt{LC}} \quad (8)$$

$$V_{pu1} = V_s \times \frac{Z_{pu1}}{r - j\frac{1}{\omega C_c} + Z_{pu1}} \quad (9)$$

図3は、図2のモデルにおける $f=33\text{MHz}$ での伝送線の長さ l と V_{pu1} の関係を示したものであり、式(8)および(9)を計算することにより求めたものである。なお、計算時の条件は、 $C_c=(2\text{pF}, 1\text{pF}, 0.2\text{pF})$ 、 $V_s=1\text{V}$ 、 $r=500\Omega$ 、 $Z_r=100\text{k}\Omega$ 、 $Z_0=200\Omega$ そして $\epsilon=1.3$ である。

図3 伝送線の長さ l と V_{pu1} の関係
(ノイズ周波数 $f=33\text{MHz}$)

Fig.3 Characteristics of transmission line length l vs. V_{pu1} (at noise frequency: $f=33\text{MHz}$)

図3において、結合容量 C_c の値により V_{pu1} の大きさが変化し、 C_c が大きくなるにつれ $f=33\text{MHz}$ で共振する伝送線の長さが短くなるが示されている。また、伝送線の共振状態では、 C_c が 1pF 以下といった疎な結合（一般的なホットカップラの1次2次間の結合容量はPCB実装状態で数 pF であり、それより疎な結合）でも大きな電圧が誘起されることが示されている。ノイズ源の電圧は正規化 1V であるので、 C_c が 1pF でノイズ源電圧の6.5倍程度、 C_c が 0.2pF でもノイズ源の電圧の数倍の電圧が現れている。

なお、比較のため、ノイズ源からの結合が抵抗成分 r だけの結合（ C_c をショート）としたときの伝送線の長さ l と V_{pu1} の関係を計算した結果を図4に示す。 $r=500\Omega$ では、 C_c をショートとした以外は図3と条件は同じである。

図4 C_c ショート時の伝送線の長さ l と V_{pu1} の関係
(ノイズ周波数 $f=33\text{MHz}$)

Fig.4 Characteristics of transmission line length l vs. V_{pu1} when C_c is shorted (at noise frequency: $f=33\text{MHz}$)

図4において、 r が変化しても $f=33\text{MHz}$ で共振する l は変化せず、図3の $C_c=0.2\text{pF}$ よりわずかに長い l で V_{pu1} がピークとなる。そして、図4では V_{pu1} は正規化 1V を越えることがなく、図3と大きな違いがある。

さらに、式(8)および(9)から、図3に示した基本共振周波数における共振の発生だけでなく、基本共振周波数の整数倍の周波数での共振の発生が計算されることが、計算結果を図示した図5から読み取れる。図5は V_{pu1}/V_s の周波数特性曲線を示しており、図2に示したモデル（ $r=500\Omega$ 、 $C_c=1\text{pF}$ 、 $Z_r=100\text{k}\Omega$ 、 $Z_0=200\Omega$ 、 $l=4\text{m}$ 、 $\epsilon=1.3$ ）におけるものである。

図5において、基本共振周波数 33MHz だけでなく、基本周波数の整数倍 Nf_0 （ $N=2,3,4,\dots$ ）： 66MHz 、 100MHz 、 $133\text{MHz},\dots$ の周波数で共振することが示されている。

図5 図2のモデル（ $r=500\Omega$ 、 $Z_r=100\text{k}\Omega$ 、 $Z_0=200\Omega$ 、 $l=4\text{m}$ 、 $\epsilon=1.3$ ）における V_{pu1}/V_s の周波数特性曲線

Fig.5 Frequency response of V_{pu1}/V_s for the model shown in Fig.2 ($r=500\Omega$ 、 $Z_r=100\text{k}\Omega$ 、 $Z_0=200\Omega$ 、 $l=4\text{m}$ 、 $\epsilon=1.3$)

共振点を持つ回路にノイズが重畳すると、共振の鋭さに応じた減衰振動の波形が発生する⁽⁷⁾⁽⁸⁾。したがって、図5の特性を持つ伝送線路にノイズが重畳する場合には基本共振周波数 33MHz の減衰振動波形となると考えられる。また、複数の周波数で共振があり、その各共振周波数での減衰振動波形が発生する⁽⁷⁾。

図2に示す伝送線路へのノイズの誘導モデルでは、ノイズ源に含まれる周波数成分の中から伝送線路の共振周波数（図5に示す f_0 および Nf_0 （ $N=2,3,4,\dots$ ））成分が抽出され、基本共振周波数の減衰振動波形だけでなく複数の共振周波数の減衰振動波形が現れると考えられる。

〈2.2〉伝送線路間のノイズの誘導 上記〈2.1〉ではノイズ源からケーブルにノイズが誘導する場合について検討を行なったが、この節ではケーブルから電子機器の内部配線への誘導すなわちノイズの重畳した伝送線路から別の伝送線路に誘導する場合について考察する。

電子機器の内部配線は外部信号ケーブルに比べて配線長が短いだけでなく、ノイズの誘導を減らすため、外部信号ケーブルと配線が平行とならないように、また結合が密とならないように通常設計される。

図6は、ノイズの重畳した伝送線路 $Tr1$ から別の伝送線

路 Tr_2 へのノイズ誘導するモデルを示したものであり、お互いに別の経路（離れていて平行していない）を通り片端どうしが疎に容量性結合しているとする。

伝送線路 Tr_1 におけるノイズ源 V_s からの誘導については、上記<2.1>で述べた通り、伝送線路の共振周波数を振動周波数とする減衰振動波形が現われ、伝送線路端部分で電圧最大となる。そして、ノイズ源に含まれる周波数スペクトラムが広い場合は、基本周波数だけでなく基本周波数の整数倍 $N \cdot f_0$ ($N=2,3,4,\dots$)の周波数とする複数の減衰振動波形が含まれる。

図6 伝送線路間におけるノイズ誘導モデル
Fig.6 An induced noise model between two transmission lines coupled at each end

図6において、点②に現れる減衰振動波形を伝送線路 Tr_2 に対するノイズ源とみると、伝送線路 Tr_2 を等価的に図2の伝送線路に置き換えて考えることができる。すなわち、<2.1>での検討結果から考察すると、点②に現れる複数の減衰振動波形の周波数成分が、伝送線路 Tr_2 の基本共振周波数またはその整数倍の周波数と一致した場合には、お互いの伝送線路の長さが異なっても大きなノイズが Tr_1 から Tr_2 へ誘導されると考えられる。

また、伝送線路 Tr_2 の端の点③は、共振時にはそのインピーダンスが最大となり、伝送線路間の結合が疎であっても容易にノイズが誘導すると考えられる。

〈2.3〉実験による検証 上記<2.1>、<2.2>での解析・検討で示したノイズ源からの誘導およびケーブル間の誘導に対する考え方を検証するための実験を行なう。

図7にこの実験の測定方法を示す。グラウンド板としては $1.2\text{m} \times 2.0\text{m}$ のアルミ板を用い、ノイズ源から誘導される伝送線路として 4m 長の線材そして 4m 長の線材から誘導を受ける別の伝送線路として 1m 長の線材を各々使用してグラウンド板上に 1.5cm 厚の段ボール紙をスペーサとして配置した。線材どうしをできるだけ離し、線材端を 1cm 間隔で 3cm 分だけ平行させて疎結合部分とした。

ノイズ発生源はファンのスイッチを遮断したときに発生するサージとした。伝送線路 4m 長の線材の一端をファンの中心から 10cm のところに近づけ、もう一方の端を測定点②として $R_r=100\text{k}\Omega$ の抵抗器を接続した。この $R_r=100\text{k}\Omega$ は、測定系の入力インピーダンスによる影響を減らす目的とともに、図4における R_r と同様に入力回路でのリーク抵抗を代表させたものである。

図7 長い線材と短い線材間のノイズ誘導実験方法

Fig.7 Measurement method of noise induced by coupling between long and short wire

図8 測定点②（図7）における実測波形

Fig.8 Waveform measured at point ② in Fig.7

なお、この 4m 長の線材の端②の部分と疎結合部分を介した 1m 長の線材の末端を測定点④として $R_r=100\text{k}\Omega$ の抵抗器を接続した。この抵抗器を接続した理由も、上記 4m 長線材の場合と同様である。

ファン ($\text{DC}24\text{V } 0.2\text{A}$) はインダクタンス成分をもち、電流の切断時に発生する大きな電圧変化 (dV/dt) を伴うため、誘導性結合よりも主に容量性結合によって近くの導体に誘導する⁽¹³⁾。また、ファンからのノイズには多少の誘導性結合成分も存在するが、線材の両端がほぼ開放かつ結合部分が線材の端で電流が流れないため誘導性結合は無視でき、容量性結合による考察が適当であると考えられる。

図8は、図7に示す測定点②における実測波形を示したもので、ファンのスイッチ断によるノイズ（図6に示すノイズ源に相当）発生時のものである。

図8で示されるように、期間 T_{prd} において 32MHz の減衰振動波形が観測された。このことは、図5で示した 4m の伝送線路の基本周波数 $f_0=33\text{MHz}$ (計算結果) とほぼ一致しており、<2.1>での解析結果が正しいことが検証される。

また、期間 T_{bgn} では周波数の高い成分が含まれているが、時間とともに高い周波数成分が徐々に減少していき、期間 T_{prd} になると 32MHz の減衰振動波形が支配的となることが示されている。

図9は、図8における T_{bgn} の部分の時間軸を拡大した波形であり、上記現象（時間とともに高い周波数成分が徐々に減少していく現象）が明確に示されている。

図10は、ファンをオフしたときの測定点④の実測波形を示したものである。図10において、1m長の線材の持つ基本共振周波数136MHzの減衰振動が観測された。このことは、図5に示した4mの伝送線路の共振点 $4f_0=133\text{MHz}$ とほぼ一致し、疎結合部分を介して1m線材にこの周波数成分が誘導したことを示しており、〈2.2〉での考察結果が正しいことが検証される。

なお、図10の波形によると、136MHzより高い周波数成分が観測されない。この理由は、図7に示す1m長の線材（伝送線路）は基本周波数136MHzの整数倍の共振点を持ち272MHz、408MHz、…の周波数成分が抽出されるが、ファンの遮断時に発生するノイズには272MHz以上の成分が少ないためと考えられる。

以上〈2.1〉、〈2.2〉、〈2.3〉より、次のことが解析および実験により確かめられた。

(1) 伝送線路の共振によって電圧および電流分布が最大となり、ノイズ源と伝送線路や伝送線路どうしの結合が疎かつ部分的であっても大きなノイズが誘導される。

(2) 伝送線路の持つ基本周波数 f_0 およびその整数倍 Nf_0 ($N=2,3,4,\dots$)において共振が起こるため、長さの異なる伝送線路間でも、被誘導側の伝送線路長が整数分の一の長さで

Time: 20ns/div Vertical: 250mV/div

図9 測定点②（図7）における実測波形（期間 T_{bgn} の時間軸拡大）

Fig.9 Waveform measured at point ② in Fig.7 when the time axis is spread during T_{bgn}

Time: 50ns/div Vertical: 100mV/div

図10 測定点④（図7）における実測波形

Fig.10 Waveform measured at point ④ in Fig.7

大きなノイズが誘導される。

3. PCB 配線へのノイズ誘導特性

本章では、2章の検討を、より実際に近い状態として電子機器内PCB上の回路に拡張する。外部信号ケーブルに重畳するノイズによりPCB配線に誘導されるノイズについて、2章での基本的考え方を基に検討を行なう。

〈3.1〉PCB配線のモデルと共振周波数 外部信号ケーブルに重畳した減衰振動波形のノイズがPCB配線（伝送線路）の端に容量性結合する場合のモデルを図11に示す。

図11 ノイズと結合したPCB配線のモデル

Fig.11 A model of PCB trace coupled by noise

図11において、ドライバは低インピーダンス（例えば出力“H”または“L”とも 3Ω と仮定）で伝送線路をドライブし、レシーバはドライバから x の長さのところでその信号を受信する。ノイズ源（外部信号ケーブルに重畳したノイズ）から誘導を受けた場合、“H”または“L”の直流成分を除いて考えると、伝送線路の電圧および電流分布は、ドライバ側が 3Ω でショートをされたのと同値となる。なお、レシーバの入力容量を $C_{in}=5\text{pF}$ とする。

図12は、図11に示したノイズ源 V_{in} の周波数を変化させたときの V_{pu3}/V_{in} （観測点③の電圧 V_{pu3} と V_{in} の比）の応答特性を、式(8)、(9)を基本に計算した結果を示している。なお、伝送線路としては、PCBの誘電率 $\epsilon=4.7$ のマイクロストリップライン構造で、配線の長さ $l=25\text{cm}$ すなわち伝搬遅延1.45nsであり、 $x=l=25\text{cm}$ のときのものである。

図12 モデル（図11）における V_{pu3}/V_{in} の周波数応答

Fig.12 Frequency response of V_{pu3}/V_{in} shown in Fig.11

図 13 入力容量の位置 x 対 基本共振周波数特性
Fig.13 Base resonance frequency
vs. the location of stray capacitor x

片側ショート of 伝送線路は、配線の実効長（実効長： $\epsilon=4.7$ を考慮した長さ）が、 $\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$, ...（ただし λ : 波長）で共振する。したがって、片側ショート of 伝送線路は、同一の長さの両端オープン of 伝送線路に比べて基本共振周波数 f_0 は $1/2$ 倍、高次の共振周波数は f_0 の奇数倍 $N \cdot f_0$ ($N=3, 5, 7, \dots$) となる。

図 12 より、ノイズ V_{in} の周波数に比べ PCB 配線の基本共振周波数を高くすれば高くするほど誘導を少なくできることが示されている。また、PCB 配線の基本共振周波数がノイズ V_{in} の周波数より低い場合でも、PCB 配線の高次共振周波数とノイズ V_{in} の周波数（外部信号ケーブルの共振周波数）が一致しなければ誘導を少なくできることが示されている。

図 13 は PCB の配線に接続されるレシーバ IC の入力容量の値 C_{in} およびその接続位置 x によって共振周波数が変化する特性を示したものである。位置 x が大きいほど、すなわちドライバから遠ざかるほど、そして C_{in} が大きいほど共振周波数が低下する。

図 11 のノイズ V_{in} （減衰振動波形）の周波数と PCB 配線の共振周波数が一致したときにおける、観測点③の電圧 V_{pu3} の SPICE シミュレーション波形を図 14 に示す。図 14(b)において、共振により振幅が大きくなるまで若干の時間が必要であることが示されており、減衰振動の継続時間が短い場合には誘導が少なくなる。なお、 V_{in} の周波数が共振周波数から離れるに従い、 V_{pu3} の振幅が急激に低下する。

〈3.2〉ドライバの出カインピーダンスと共振特性 図 15 は、図 11 におけるドライバの出カインピーダンス R を $0\Omega \sim 80\Omega$ まで 10Ω 毎に変化させたときの V_{pu3}/V_{in} の周波数特性を示したものである。

図 15 において、ドライバの出カインピーダンス R の変化によって共振特性が変化し、 R の値が大きくなるにつれて共振周波数における鋭さが低下してくることが示されている。そして、 R の値が伝送線路のインピーダンス

図 14 観測点③（図 11）の電圧 V_{pu3} の時間応答特性
Fig.14 Response in time domain of V_{pu3} at point ③
shown in Fig.11 (SPICE)

図 15 ドライバの出カインピーダンス R （図 11）を変化させたときの V_{pu3}/V_{in} の周波数特性
Fig.15 Frequency response of V_{pu3}/V_{in} when driver impedance R shown in Fig.11 is varied

$Z_0=50\Omega$ と一致したとき、すなわち $R=50\Omega$ のときに共振がなくなり、さらに R が大きくなると反共振点での電圧が上昇してくる。

以上〈3.1〉、〈3.2〉で、外部信号ケーブルに重畳するノイズにより PCB 配線に誘導されるノイズについてモデルを設定し、ドライバやレシーバを加味した共振特性の検討と考察を行なった。

4. ノイズ低減法の提案

3 章での検討結果を基に PCB 配線に誘導するノイズの低減法を提案する。

〈4.1〉配線・定数変更によるノイズ低減法 3章でのPCB配線に対するノイズの誘導特性の検討結果から、誘導ノイズ低減の方法として次の3つが考えられる。

(1) PCB配線を短くしてノイズとの共振を避ける方法

PCB配線を短くすれば基本共振周波数を高くすることができ、基本共振周波数より低い周波数成分の誘導ノイズは減衰する。例えば図12に示すPCB配線の長さ25cmの周波数応答特性から、ノイズの周波数成分50MHzで-40dB程度の減衰量、15MHzでは-60dB程度の減衰量となる。

なお、図13に示すようにレシーバ入力容量が大きくなると、基本共振周波数が低下して上記の減衰量が少なくなる。また、高い周波数成分を含むノイズに対してはPCB配線をさらに短くする必要があるが、部品の高さや配置などにより短縮化には限界がある。

(2) PCB配線長を制御してノイズと共振を避ける方法

ノイズに高い周波数成分を含む場合でも、図12に示す特性からPCB配線長を変えて外部信号ケーブルの共振周波数と一致しないようにできれば、誘導ノイズを減らすことができる。

しかし、外部信号ケーブルの長さはシステムの設置場所に依拠して決まり変更が容易でないこと、しかも外部信号ケーブルの持つ基本共振周波数(通常数十MHz以下)の整数倍の多数の共振点を避ける必要があることから、この方法を実際に適用するのは難しい場合が多い。

(3) ドライバインピーダンスを伝送線路に合わせる方法

図15に示す特性から、ドライバの出力インピーダンス R の値を伝送線路のインピーダンス $Z_0=50\Omega$ に近づけると伝送線路の共振がなくなり、誘導ノイズの低減が可能であることが示された。

しかし、ドライバの出力インピーダンスを伝送線路のインピーダンスに近づけると、デジタル信号が変化した最初の立ち上がり振幅が本来の振幅の1/2となり高速のデジタル信号を送ることができない欠点がある⁽¹¹⁾。

〈4.2〉無電力終端付バス回路方式 従来のバス回路方式に比べてバスの速度を2.5~3倍以上向上させるとともに低消費電力を実現できる無電力終端付バス回路方式が、筆者らにより提案されている⁽¹²⁾。無電力終端付バス回路方式は、レシーバ配線端の反射成分を電力消費のない抵抗器に吸収させて高速伝送を可能にする方式である。

無電力終端付バス回路方式にノイズが結合したことを想定したモデルを図16に示す。

図17は、図16のモデルにおいて R_L の値を 0Ω 、 50Ω 、 100Ω 、そして 150Ω と変化させたときの観測点⑤の電圧 V_{pu5} の周波数特性を示したものである。

図17において、 $R_L=50\Omega$ のときに伝送線路の共振がほとんどないことが示されており、高い周波数成分を含むノイズに対してもPCB配線へのノイズの誘導が少ないことが明らかになった。

無電力終端付バス回路方式では、電力消費を伴わない抵抗器(図16に示す抵抗器 R_L)が、信号の伝送に対して反

図16 ノイズと結合した無電力終端付バス回路方式のモデル

Fig.16 A model of Bus circuit with non-power-consuming termination when noise is coupled to point ⑤

図17 観測点⑤(図16)の電圧の周波数特性

Fig.17 Frequency response of V_{pu5} at ⑤ point shown in Fig.16

射成分を吸収し、ノイズの誘導に対してはPCB配線の共振を抑える働きをする。図16において、ドライバは低インピーダンス $R=3\Omega$ で駆動しているため、等価的に矢印(a→)方向の伝送線路の端が $R_L=50\Omega$ でグランド終端されていると同様の作用をしていると考えられる。矢印(a→)方向を見たインピーダンスは、2章の式(8)を用いて $Z_0=R_r=50\Omega$ を代入することにより計算でき、共振が発生しないことが裏付けられる。

以上〈4.1〉、〈4.2〉で、PCB上の配線・定数変更によるノイズ低減法を挙げ一定の条件下でのノイズ低減に有効であることを示すとともに、制約条件がなくノイズ低減に効果のある無電力終端付バス回路方式を提案し、その特性を検証した。

5. むすび

本論文で得られた結果を要約すると、次の通りである。

(1) 外部信号ケーブルに重畳するノイズが長さの異なる配線に誘導するメカニズムを、配線の共振とノイズの誘導に着目してモデル化を行ない、解析および実験により明らかにした。そして、長さの異なる配線どうしが一個所で疎

に結合する場合、被誘導側の伝送線路長がノイズの重畳する伝送線路の整数分の一の長さのとき大きなノイズが誘導されることを示した。

(2) PCB 配線へのノイズの誘導に対する等価モデルとしてドライバの出力インピーダンスで片側をショートされた伝送線路を使用し、誘導ノイズ特性を明らかにした。

(3) 明らかにした誘導ノイズ特性を考察し、配線・定数変更によるノイズ低減法を挙げて一定の条件下でのノイズ低減に有効であることを示した。さらに、無電力終端付バス回路方式を提案し、ノイズの周波数成分が高周波に及ぶ場合でもノイズ誘導防止効果の高いことを、特性解析により明らかにした。

(平成 10 年 12 月 18 日受付, 平成 11 年 6 月 1 日再受付)

文 献

- (1) T.Sakakibara, H.Maeda, S.Maruyama, A.Kobayashi, S.Kuninori : "Reliability Verification of System Applying a Microprocessor in a High-Voltage GAS Insulated Substation", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.13, No.4, pp.1105~1113 (Oct. 1998)
- (2) 富田誠悦, 首藤克彦, 吉野進也, 斉藤成一: "電力装置における電子回路のノイズ対策事例", 電子回路研究会資料 ECT-92-1, 電気学会, pp1~10 (May 1992)
- (3) ガス絶縁開閉装置誘導現象調査専門委員会, "ガス絶縁開閉装置における低圧側への誘導現象" 電気学会技術資料(Ⅱ部)第 273 号, pp1~79 (Jun.1987)
- (4) John D.Sim, Farquhar S.Galbraith, Nigal Davenport, "Perceived Susceptibility of Microcontrollers", Proc. of 1997 IEEE Int. Symp. on EMC, Austin USA, pp213~pp217 (1997)
- (5) Jacob Carl Coetzee, Johan Joubert, "Full-Wave Characterization of Crosstalk Reduction Effect of an Additional Grounded Track Introduced between Two Printed Circuit Tracks", IEEE Trans. on Circuit and Systems Vol.43, No.7, pp553~558 (Jul. 1996)
- (6) 渋谷昇, 高木治男, 熊本佳代子, 本間剛, 伊藤健一: "プリント基板上のクロストーク雑音解析", 信学論 Vol.J68-B No.9 (Sep.1985)
- (7) 仁田周一: "ノイズの発生と伝搬", 静電気学会誌, 第 15 巻 3 号, pp235~241 (1991)
- (8) Atuo Mutoh, Shuichi Nitta, Masahiro Wakai, and Toshio Inomata : "Estimation of Frequency-Impedance Characteristics of Parallel Wire", Proc. of 1997 IEEE Int. Symp. on EMC, Austin USA, pp266~pp271 (1997)
- (9) 高橋文博, 渋谷昇: "回路におけるノイズ対策一総論", 電磁環境工学情報 EMC No.100, ミマツデータシステム, pp133~139 (Aug.1996)
- (10) 電力装置と電子回路のアイソレーション技術調査専門委員会: "電力装置と電子回路のアイソレーション技術", 電気学会技術報告(Ⅱ部)第 455 号, pp3~pp73 (Feb.1993)
- (11) Anatol Kaganovich, Jeff West : "Designing with High Speed Logic Circuits", Philips Components, (1990)
- (12) 斉藤成一, 加藤哲朗, 仁田周一: "高速バス回路方式", 電学論 C, 117 巻 4 号, pp376~383 (Apr. 1997)
- (13) M.H.Pong, C.M.Lee, X. Wu : "EMI Due to Electric Field Coupling on PCB", IEEE Power Electronics Conference, pp1125~1130 (1998)

斉藤 成一

(正員) 1949 年 11 月 6 日生。1973 年早稲田大学理工学部電子通信学科卒業。同年三菱電機(株)入社。制御用コンピュータおよびその入出力装置, CPU の高速化・高信頼化・高耐環境 EMC 設計などの研究・開発に従事。現在, 同社情報技術総合研究所に勤務。

中村 俊一郎

(非会員) 1949 年 4 月 26 日生。1972 年東京大学工学部電気工学科卒業。同年三菱電機(株)入社。博士(工学)。磁気ディスクアレイ装置, 分散 RAID 型高性能ビデオサーバなどの研究・開発に従事。現在, 同社情報技術総合研究所に勤務。情報処理学会会員。

仁田 周一

(正員) 1937 年 9 月 27 日生。1960 年京都大学工学部電気工学科卒業。同年電機メーカに入社, プロセスの計算制御分野に従事した後, 1985 年より東京農工大学工学部教授。工博。EMC, システム保全性・安全性の研究に従事。電子情報通信学会, 計測自動制御学会, 日本機械学会, 日本信頼性学会, 日本ファジー学会, IEEE 会員。