

# スケール拡大法による次世代スイッチング回路現象の事前評価

那須 謙治\* 近藤 正示 (長岡技術科学大学)

## Next Generation Switching Circuit Phenomena of Prior Evaluation by Scale Expansion Method

Kenji Nasu\*, Seiji Kondo, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposed the scale expansion method as a technique that evaluated the phenomenon without using the next generation switch beforehand as reproduction. Parallel line circuit and single line GND plane circuit confirmed the effectiveness of the proposal method. The next generation's high-speed switching circuit operation should consider the influence of the measuring instrument machine. The error margin at the attenuation cycle by the input capacitance of the probe has been decreased from 47.3% to 18.6%.

キーワード：スケール拡大法，高速スイッチング，事前評価，分布定数回路，プローブ容量

(Scale expansion method, next generation switch, high speed switching, prior evaluation, distributed parameter circuit, probe capacitance)

### 1. はじめに

近年，電力変換器のスイッチング損失の低減や装置の小型化のために，半導体スイッチの高速化が図られている。SiC-FET の次世代スイッチの開発が進められているが，現状では未だ，入手は困難な状況である。

従来のパワーエレクトロニクス回路は，集中定数回路として扱うことが多かった。しかし，次世代の高速スイッチを現状の回路にそのまま用いると，電気パルスの伝搬時間を無視できなくなり，分布定数回路として扱わなければならない<sup>(1)-(4)</sup>。インピーダンスミスマッチが起こると，終端で大きなサージ電圧が発生してしまい，機器を壊してしまう恐れがある<sup>(5)</sup>。また，発生する振動がノイズとなり線路を伝わり，他の機器の誤動作の原因となってしまう<sup>(2),(3)</sup>。したがって，超高速な次世代スイッチが実現される前にこれらの現象を予め把握する必要がある。

また，高速スイッチでの現象を測定する際は，広い測定帯域を持つ高価な測定機器が必要になる。さらに測定用プローブの容量などが測定波形に影響を与え，本来の現象を測定することは難しい。その影響を抑制するための工夫が必要である<sup>(6)</sup>。

本稿は，次世代スイッチを用いずに，それら現象を事前に再現，評価する手法として，スケール拡大法を提案した。本手法の有効性を確かめるため，スケール拡大の適用先を平行2線回路と1線GNDプレーン回路として実回路を試作し検証した。配線の終端を開放，負荷抵抗とした場合について実験検証を行った。次世代の高速スイッチング回路

動作の際は線路によって，測定プローブの影響を考慮し，終端波形の減衰周期の変動誤差を，スケール拡大することで47.3[%]から18.6[%]に低減した。

### 2. スケール拡大法

#### 〈2・1〉 スケール拡大法の考え方

電気パルスの伝搬速度は，一般的なケーブルでは，真空中での光速の約2/3 (3分の2) である。伝搬速度はほぼ一定であるから，配線を長くすればするほど，パルスが終端に伝播するまで時間が掛かる。この現象に着目し，次世代の速いスイッチを用いて回路の寸法が小さい場合の現象を，現在の出回っている次世代より遅いスイッチで相似的に再現するには，スイッチの速度（時間）が遅くなった分，回路のスケール（長さ）を拡大すればよいと考えることができる。これに着目し，本稿で提案するスケール拡大法について述べる。

l方向に一様に分布している分布定数回路においてl地点，t時刻の電圧を $v(l,t)$ ，電流を $i(l,t)$ とすると，電圧平衡と電流連続の法則から式(1)，(2)が得られる。

$$v - \left( v + \frac{\partial v}{\partial l} dl \right) = (Rdl)i + (Ldl) \frac{\partial i}{\partial t} \dots\dots\dots (1)$$

$$i - \left( i + \frac{\partial i}{\partial l} dl \right) = (Gdl)v + (Cdl) \frac{\partial v}{\partial t} \dots\dots\dots (2)$$

ここで，抵抗 $R[\Omega/m]$ ，自己インダクタンス $L[H/m]$ ，静電容量 $C[F/m]$ ，漏れコンダクタンス $G[S/m]$ である。

スケール拡大前の長さ $l$ と時間をそれぞれ $l, t$ とし，そのスケール拡大後はそれらの変数にダッシュをつけた式(3)，(4)

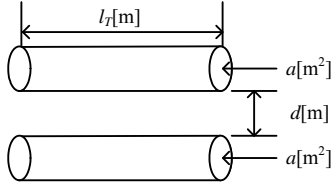


図1 平行2線

Fig. 1. Parallel line.

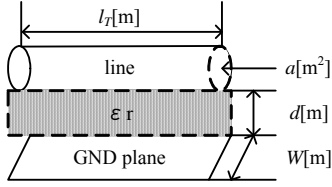


図2 1線 GND プレーン

Fig. 2. Single line with GND plane.

表1 平行2線の寸法

Table 1. Experimental conditions of Parallel line.

Scale expansion constant $\alpha = \beta$	1	2	5
Line length $l_l$ [m]	1	2	5
Line cross-sectional area $a$ [mm <sup>2</sup> ]	0.15	0.3	0.75
Distance between lines $d$ [mm]	2.0	2.8	4.5

表2 1線 GND プレーンの寸法

Table 2. Experimental conditions of Single line with GND plane.

Scale expansion constant $\alpha = \beta$	1	4
Line length $l_l$ [m]	0.5	2
Line cross-sectional area $a$ [mm <sup>2</sup> ]	0.15	0.6
Distance between lines $d$ [mm]	2.0	4.0

をそれぞれ式(1),(2)に代入する。ここで、 $\alpha$ と $\beta$ は長さと言時間の変化率に依存しない無次元の定数とする。

$$l = \alpha l \text{ [m]} \dots\dots\dots (3)$$

$$t = \beta t \text{ [H/m]} \dots\dots\dots (4)$$

スケール拡大後の回路方程式が、式(1),(2)と方程式が同じ形となるよう、 $\alpha$ と $\beta$ を各インピーダンスの係数にする。スケール拡大前後の各インピーダンスの関係を式(5)に示す。

$$\begin{cases} R' = \frac{1}{\alpha} R \text{ [\Omega/m]} & L' = \frac{\beta}{\alpha} L \text{ [H/m]} \\ C' = \frac{\beta}{\alpha} C \text{ [F/m]} & G' = \frac{1}{\alpha} G \text{ [S/m]} \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

$\alpha = \beta$ としてスケール拡大を行うと、単位長さ辺りの  $L, C$  を変えなくて良いため実現が容易となる。以降、スケール拡大定数は  $\alpha = \beta$  とする。

### 〈2・2〉 実回路によるスケール拡大の実現方法

スケール拡大後は式(5)のように線路のインピーダンスを変更するが、電気定数を変えると、線路の素材や周囲環境を変えなくてはならず実現が困難となる。それ以外でイン

ピーダンスを変更するには、配線の形状を変更する。

#### (1) 平行2線回路

図1の有限長平行2線回路において、スケール拡大法を適用する。直流での配線抵抗の理論式と式(5)より

$$R' = \rho \frac{1}{\pi r'^2} = \rho \frac{1}{\alpha} \frac{1}{\pi r^2} = \rho \frac{1}{\pi (\sqrt{\alpha} r)^2} \text{ [\Omega/m]} \dots\dots\dots (6)$$

となり、スケール拡大後の配線半径  $r$  [m]は以下のようになる。ここで、抵抗率 $\rho$  [Ω/m]である。

$$r' = \sqrt{\alpha} r \text{ [m]} \dots\dots\dots (7)$$

インダクタンスとキャパシタンスのスケール拡大後の理論式をそれぞれ式(8), (9)に示す。ここで、透磁率 $\mu$  [H/m], 誘電率 $\epsilon$  [F/m]である。

$$L' = \frac{\mu}{\pi} \left\{ \log \left( \frac{d'}{r'} \right)^{\frac{\beta}{\alpha}} + \frac{\beta}{4\alpha} \right\} \text{ [H/m]} \dots\dots\dots (8)$$

$$C' = \frac{\pi \epsilon}{\log \left( \frac{d'}{r'} \right)^{\frac{\alpha}{\beta}}} \text{ [F/m]} \dots\dots\dots (9)$$

式(7)によって変更した配線半径の影響を考慮しそれを打ち消すように間隔を設定する。

$$d' = \sqrt{\alpha} d \text{ [m]} \dots\dots\dots (10)$$

表1に平行2線回路の実験条件を示す。配線は、断面積が  $a=2$  [mm<sup>2</sup>]の単芯線 (ETFE 電線)を用い、配線間隔を約  $d=2$  [mm]となるように配線を固定する。スケール拡大後は、単芯線を寄り合わせて配線断面積を変更し、配線間隔も条件に伴い固定間隔を変更する。

#### (2) 1線 GND プレーン回路

図2の有限長1線 GND プレーン回路は、電気映像法により平行2線と同様に考えることができる。ただし、今回は対象配線の間隔が基板のように  $d$  の整数倍でしか変更できない場合を想定しているため  $\sqrt{\alpha} = n$  ( $n \geq 1$ )とする。このときの配線半径  $r'$  と配線間隔  $d'$  は以下に示すようにする。

$$r' = nr \text{ [m]} \dots\dots\dots (11)$$

$$d' = nd \text{ [m]} \dots\dots\dots (12)$$

よって、スケール拡大後の1線 GND プレーン回路の各インピーダンスの理論式は以下のようになる。

$$R' = \rho \frac{1}{\pi r'^2} = \rho \frac{1}{\alpha} \frac{1}{\pi r^2} = \frac{1}{\pi (nr)^2} \text{ [\Omega/m]} \dots\dots\dots (13)$$

$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \left\{ \log \left( \frac{d'}{r'} \right)^{\frac{\beta}{\alpha}} + \frac{\beta}{4\alpha} \right\} \text{ [H/m]} \dots\dots\dots (14)$$

$$C' = \frac{2\pi \epsilon}{\log \left( \frac{d'}{r'} \right)^{\frac{\alpha}{\beta}}} \text{ [F/m]} \dots\dots\dots (15)$$

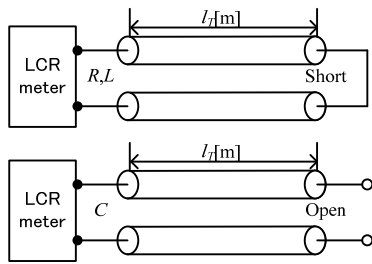


図3 線路パラメータの測定  
Fig. 3. Measurement of line parameter.

表3 平行2線の線路パラメータ  
Table 3. Line Parameter of Parallel line.

$\alpha = \beta$	1	2	5
$R[\Omega/m]$	0.63	0.38	0.22
$L[\mu H/m]$	1.10	1.03	1.07
$C[pF/m]$	15.6	15.2	15.8

表4 1線 GND プレーンの線路パラメータ  
Table 4. Line Parameter of Parallel line.

$\alpha = \beta$	1	4
$R[\Omega/m]$	0.35	0.13
$L[\mu H/m]$	0.45	0.47
$C[pF/m]$	48.4	47.6

表2に1線 GND プレーン回路の実験条件を示す。配線は、断面積が  $a=2[\text{mm}^2]$  の単芯線 (ETFE 電線) を用い、厚さ  $d=1.6[\text{mm}]$ 、幅  $W=20[\text{mm}]$  の紙フェノール基板に固定する。スケール拡大後は、単芯線を寄り合わせて配線断面積を変更し、配線間隔は基板を重ねて変更する。

### 〈2・3〉 試作した配線回路の評価

パラメータは、LCRメータ(HIOKI3532)で、測定周波数  $f=1[\text{MHz}]$  において、図3に示すように、線路を短絡(Short)し直列等価回路モードで  $R, L$  を測定、また線路を開放(Open)し並列等価回路モードで  $C$  を測定した。

測定した  $R, L, C$  パラメータを単位長さ辺りの値に変換し、スケール拡大前後で比較する。表3に平行2線、表4に1線 GND プレーン回路の結果を示す。平行2線、1線 GND プレーンの両方において、スケール拡大前後の  $L$  と  $C$  がほぼ同じことから、線路のスケール拡大が成り立っていることが確認できる。

## 3. スケール拡大法の実験検証

### 〈3・1〉 実験条件

図4にスケール拡大法の検証回路を示す。スイッチを高速度動作させても短い時間で見ると、電圧波形は台形波状となっている。波形発生器 (FG:YOKOGAWA FG200)から振幅

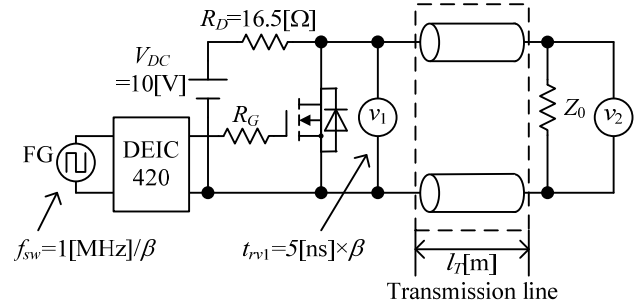


図4 実験回路  
Fig. 4. Experimental circuit.

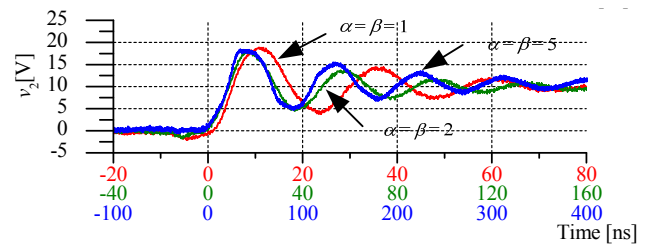
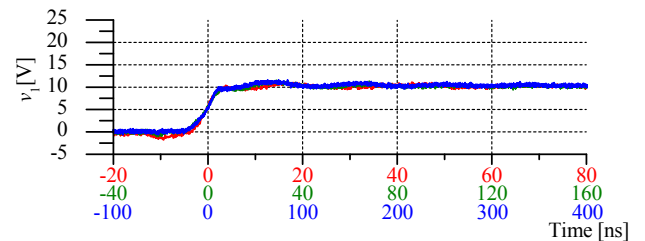


図5 平行2線の実験結果( $Z_0=\text{Open}$ )  
Fig. 5. Experiment result of Parallel Line ( $Z_0=\text{Open}$ ).

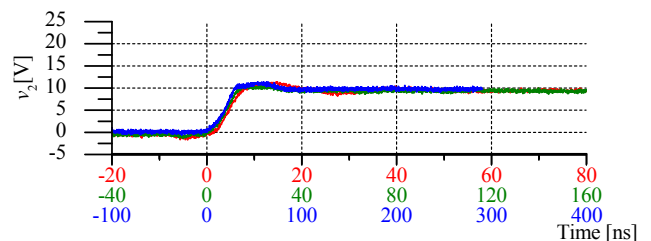
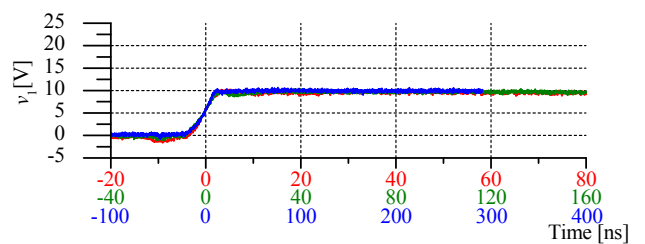


図6 平行2線の実験結果( $Z_0=260[\Omega]$ )  
Fig. 6. Experiment result of Parallel Line ( $Z_0=260[\Omega]$ ).

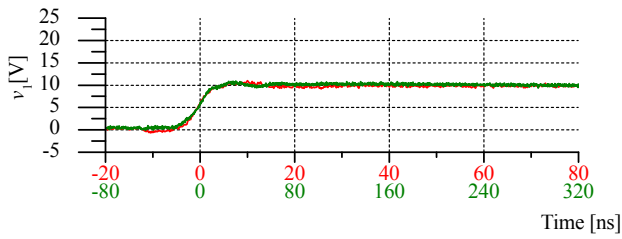


図 7 1 線 GND プレーンの実験結果( $Z_0=Open$ )  
Fig. 7. Experiment result of Single Line GND plane ( $Z_0=Open$ ).

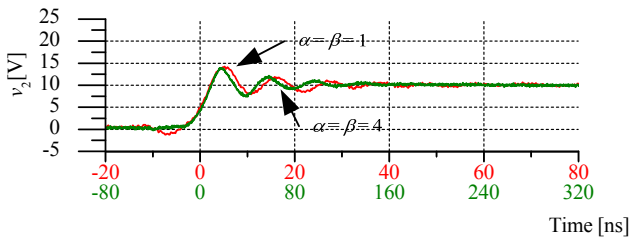


図 8 1 線 GND プレーンの実験結果( $Z_0=91[\Omega]$ )  
Fig. 8. Experiment result of Single Line GND plane ( $Z_0=91[\Omega]$ ).

+10[V]の矩形波(Duty=0.5)を, IXYS 社製 MOSFET ドライバ IC(DEIC420)を用いて高  $dv/dt$  の波形を生成し MOSFET(IRF7503)のゲート信号とする。スケール拡大に伴い, ゲート抵抗を変え MOSFET ターン OFF 時  $v_1$  の立ち上がり時間を変更することで台形波電圧源を生成し, 配線に印加する。ここで, 立ち上がり時間  $t_{rvi}=5[\text{ns}]$ , スwitching 周波数  $f_{sw}=1[\text{MHz}]$  を基準の  $\alpha = \beta = 1$  とする。

配線の終端は, 高周波時に高インピーダンス負荷を想定し開放終端とした場合と, 配線の特性インピーダンスに近い抵抗で終端した場合とする。

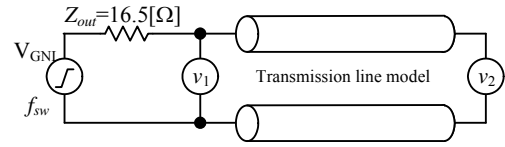


図 9 シミュレーションモデル  
Fig. 9. Simulation model.

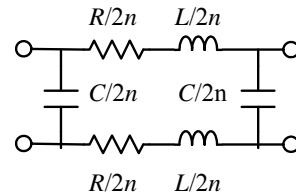


図 10 伝送線路モデル  
Fig. 10. Transmission line model (n:number of element cells).

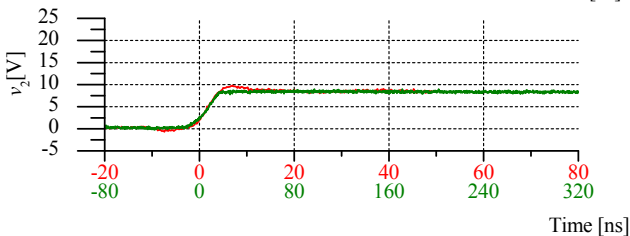
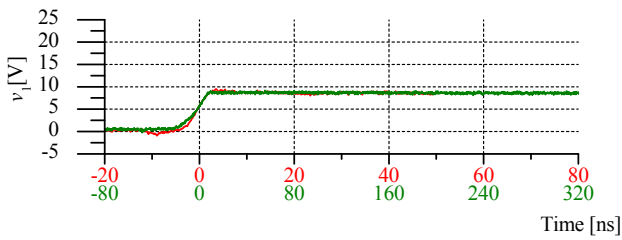


図 8 1 線 GND プレーンの実験結果( $Z_0=91[\Omega]$ )  
Fig. 8. Experiment result of Single Line GND plane ( $Z_0=91[\Omega]$ ).

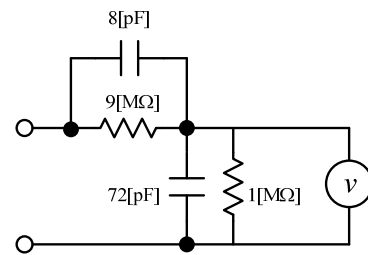


図 11 プローブモデル  
Fig. 11. Probe model.

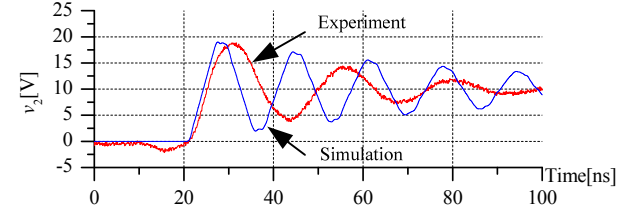
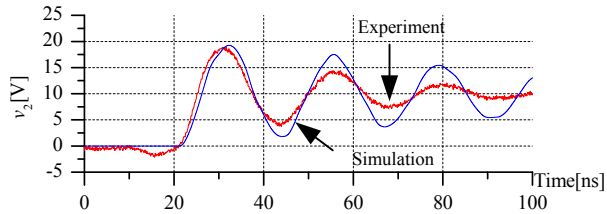
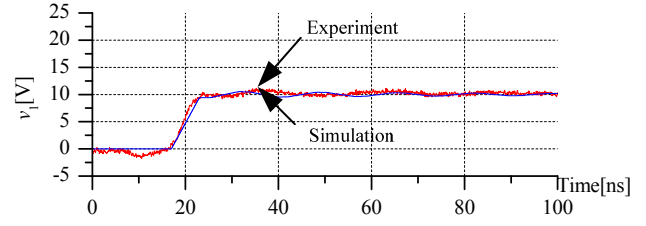
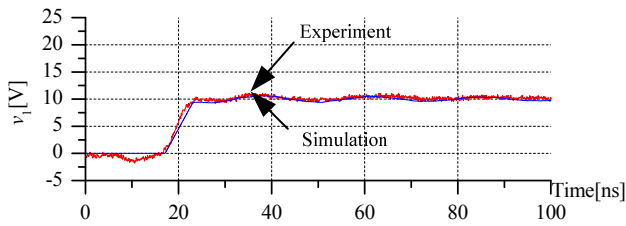
波形は, Tektronix 社製オシロスコープ TDS7048B と同社製受動プローブ P6139A を用いて測定する。

### 〈3・2〉 平行 2 線回路の実験結果

終端の電圧  $v_2$  において, 図 5 に終端開放( $Z_0=Open$ )での実験結果を示し, 図 6 に負荷抵抗( $Z_0=260[\Omega]$ )で終端した結果を示す。図 5 の  $Z_0=Open$  の場合は, 時間軸がスケール拡大定数倍異なっているが, 立ち上がり時間の相似性とサージ電圧がほぼ一致していることが確認できる。しかし, 減衰周期は大きく異なっている。この原因については第 4 章で検討する。図 6 の  $Z_0=260[\Omega]$  の場合はスケール拡大前後で, 相似的な波形となっている。

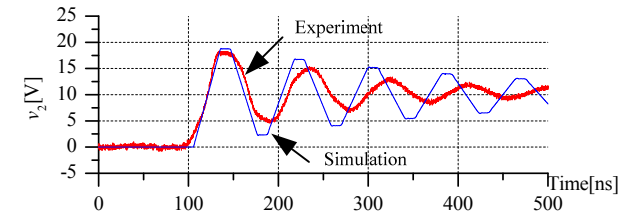
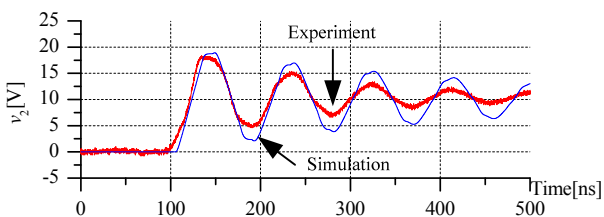
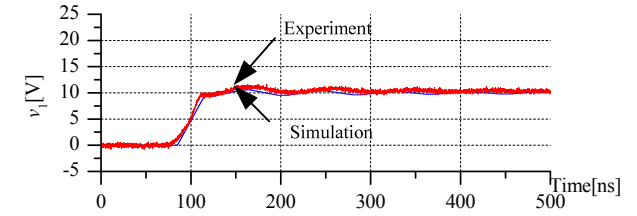
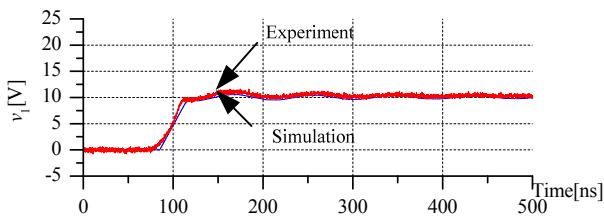
### 〈3・3〉 1 線 GND プレーン回路の実験結果

終端の電圧  $v_2$  において, 図 7 に終端開放( $Z_0=Open$ )での実験結果を示し, 図 8 に負荷抵抗( $Z_0=91[\Omega]$ )で終端した実験結果を示す。図 7, 8 より立ち上がり時間とサージ電圧がほぼ一致していることが確認できる。平行 2 線回路と 1 線 GND プレーン回路の結果を比較すると, 1 線 GND プレーン回路の方が良好に一致している。



(a)  $\alpha = \beta = 1, R=0.63[\Omega/m], L=1.10[\mu H/m], C=15.6[pF/m]$

(a)  $\alpha = \beta = 1, R=0.63[\Omega/m], L=1.10[\mu H/m], C=15.6[pF/m]$



(b)  $\alpha = \beta = 5, R=0.22[\Omega/m], L=1.06[\mu H/m], C=15.8[pF/m]$

(b)  $\alpha = \beta = 5, R=0.22[\Omega/m], L=1.06[\mu H/m], C=15.8[pF/m]$

図 12 実験とシミュレーション結果 (プローブモデル)

Fig. 12. Experiment and Simulation result (with probe model).

図 13 実験とシミュレーション結果 (理想プローブ)

Fig. 13. Experiment and Simulation result (with ideal probe model).

#### 4. 測定用プローブの影響の検討

スケール拡大前後で波形の減衰周期が異なる理由について、実験結果とシミュレーション結果と比較することで検討を行う。

##### 〈4・1〉 シミュレーションモデル

図 4 の実験回路の等価モデルを図 10 に示す。台形波電圧源  $V_{GND}$ 、出力インピーダンス  $Z_{out}$ 、伝送線路モデル、プローブモデルで構成されている。伝送線路モデルは、平行 2 線の場合、GND 側も信号線と同じ配線を用いているため、図 10 のモデルを用いる。

図 11 のプローブモデルは、測定に用いたプローブ (P6139A) の仕様より、代表値が入力抵抗  $10[M\Omega]$ 、入力容量  $8[pF]$  であるため、図 11 の値とした。図 11 の  $v$  で得られる

値は測定端電圧の 1/10 のため、後で数値を 10 倍して実験結果と比較する。

##### 〈4・2〉 シミュレーション結果

図 12 にシミュレーション結果、実験結果と重ねて比較したものを示す。ここで、配線パラメータは、表 3 の値とする。図 12 より、プローブモデルを考慮することで、実験結果とシミュレーションの減衰周期がほぼ一致していることが確認できる。このことから、実験において減衰振動波形がずれていた主な原因が、プローブで電圧を測定すること自体であることが確認できた。

ここで、平行 2 線回路の方が 1 線 GND プレーン回路より減衰周期の変動が大きい理由について考察する。表 3, 4 より平行 2 線回路の静電容量は約  $15[pF/m]$ 、1 線 GND プレーン回路の静電容量は約  $50[pF/m]$  である。それに対し、プロ

表5 減衰周期の誤差

Table 5. Error of Attenuation cycle.

	$t_{pexp}[\text{ns}]$	$t_{psim}[\text{ns}]$	$t_{perror}[\%]$
$\alpha = \beta = 1$	24.7	16.8	47.3
$\alpha = \beta = 2$	40.1	31.6	26.7
$\alpha = \beta = 5$	91.3	82.6	18.6

ープの入力容量は 8[pF]である。線路の静電容量と、接続したプローブの入力容量の割合を考慮すると、平行 2 線回路は値が小さいため、プローブの影響を受けやすいことが分かる。スケール拡大を行えば、時間が遅くでき、かつ線路全長の静電容量が増加するため、プローブ容量の影響を受け難くすることができる。

〈4.3〉 測定用プローブによる誤差

回路を実際に運用させる際、プローブは接続しないため、測定した波形とは異なる。この波形は実際に測定できないため、理想プローブモデルを用いてシミュレーションした波形とする。この波形とスケール拡大した実験結果の減衰周期の誤差を比較し、スケール拡大後の波形が、より理想的な測定波形に近いことを示す。

図 13 に理想プローブモデルのシミュレーション結果と実験結果を重ねて比較したものを示す。図 13 から理想プローブモデルと実験結果の減衰周期を調べる。なお、減衰周期は、第 1 ピークと第 2 ピークの時間差とした。

実験波形の ( $t_{pexp}$ ) と理想プローブのシミュレーション結果の ( $t_{psim}$ ) の相対誤差を式(16)で求めた。

$$t_{perror} = \frac{|t_{pexp} - t_{psim}|}{t_{psim}} \times 100[\%] \dots\dots\dots (16)$$

これらの結果を表 5 にまとめて示す。

理想プローブモデル波形に対する実験波形の減衰周期の誤差を、 $\alpha = \beta = 1$  の 47.3[%] から  $\alpha = \beta = 5$  の 18.6[%] に低減することができた。スケール拡大すると、より理想に近い波形を得ることができる。

5. おわりに

本論文は、次世代スイッチを用いずに、それら現象を事前に再現、評価する手法として、スケール拡大法を提案した。本手法の有効性を確かめるため、スケール拡大の適用先を平行 2 線回路と 1 線 GND プレーン回路として実回路を試作し、パラメータを測定したところスケール拡大前後で、良好な一致がみられた。

配線の終端を開放、負荷抵抗とした場合について実験検証を行った。終端開放において、発生するサージ電圧は、スケール拡大前後でほぼ一致することを両検証回路において確認した。次世代の高速スイッチング回路動作の際は、配線回路によって、測定機器自体の影響が顕著となる。

また、高速測定時に問題となる測定用プローブによる影響の検討を行った。測定用プローブによる理想波形からの

誤差を、スケール拡大することで  $\alpha = \beta = 1$  の 47.3[%] から  $\alpha = \beta = 5$  の 18.6[%] に低減することができた。スケール拡大を行うことで、より理想に近い波形を測定することができる。

以上より、本手法を用いることで、次世代の高速スイッチを用いた回路動作を、事前に把握、評価することが可能となる。また、高速測定時に問題となる測定プローブの影響を低減することができ、より理想的な相似波形を得ることが可能である。

文 献

- (1) 森安, 奥山:「PWM インバータのサージ伝搬と電動機電圧」, 電学論 D, Vol.119, No.4 pp.508-514 (1999)
- (2) 辻, 和田, 武藤, 大塚, 八代, 長岡:「インバータサージ伝搬と電動機内電圧の解析」, 電学論 D, Vol.126, No.6 pp771-777 (2006)
- (3) 小笠原, 藤田, 赤木:「電圧形 PWM インバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングと解析」, 電学論 D, Vol.115, No.1 pp.77-83 (1995)
- (4) 和田, 藤田, 赤木:「配電系統の高調波拡大現象の解析-分布定数回路の適用-」, 電学論 D, Vol.120, No.11 pp.1335-1342 (2000)
- (5) 木村, 四田:「インバータサージと国際規格」, 電学誌, Vol.126, No.7 pp.419-442 (2006)
- (6) John Ardizzoni:「高速時間領域測定-改善のための実用的なヒント」, Analog Dialogue, Vol.41, No.1 pp.13-18 (2007)
- (7) 那須, 近藤:「長さ時間のスケール拡大法による高速スイッチング回路動作の事前評価」, 平成 19 電気学会全国大会, No.4-043 pp.63-64 (2007)
- (8) 那須, 近藤:「長さ時間のスケール拡大法による 1 線 GND プレーン回路の評価」, 平成 19 電気学会産業応用部門大会, No.1-62 pp.391-392 (2007)
- (9) A. F. Moreira, T. A. Lipo, and G. Venkataramanan: “High-Frequency Modeling for Cable and Induction Motor Overvoltage Studies in Long Cable Drives”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.38, No.5 pp.1297-1306 (2002)
- (10) Y. Weens, N. Idir, R. Bausière, and J. J. Franchaud: “Modeling and Simulation of Unshielded and Shielded Energy Cables in Frequency and Time Domains”, IEEE Trans. on Magnetics, Vol.42, No.7 pp.1876-1882 (2006)