ゼロからはじめる電磁界シミュレーション
— 高周波回路の動作を理解する４つのステップ —
The Beginner's Electromagnetic Simulations
— Four Steps for Understanding the Behavior of High-Frequency Circuits —

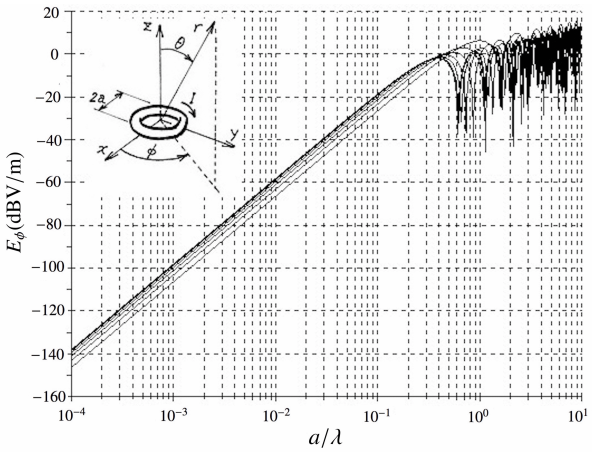
石飛徳昌
Norimasa ISHITOBI
有限会社ソネット技研
Sonnet Giken Co.,Ltd.

概要:　本講座では，高周波以外の分野の技術者に電磁界シミュレーションを活用するための最小限の知見を4つのステップにそって紹介する．第1に高周波を波長ごとに下の表に示す7つに分類し，それぞれの分野で理論が発展してきたこと．そして時間領域の電磁界シミュレーションの利用にあたっても波長ごとの理論についての知見が必要なことを述べる．第2に放射と結合について説明する．下図の左側の領域では放射は殆ど起こらず，極めて近接した範囲で結合だけを考慮すれば良いこと．そして下図の中央右側の領域で放射が起こる場合を説明する．第3には第1分類の回路構造を実装した場合の寄生リアクタンスの概算とそれを考慮した回路設計の指針を示す．第4にシミュレーションの利用にあたって誤解されがちな問題をモデリングと結果の評価分析の両面から説明する．さらに測定とシミュレーションの得失についても説明する．

波長による回路構造の分類 [1].

第1分類（集中定数系）	$x, y, z \ll \lambda$	
第2分類（分布定数系）	$x, y \ll \lambda,\ z \sim \lambda$	
第3分類（平面回路系）	$x \ll \lambda,\ y, z \sim \lambda$	
第4分類（立体回路系）	$x, y, z \sim \lambda$	
第5分類（長い導波管共振器）	$x, y \sim \lambda,\ z \gg \lambda$	
第6分類（自由平面形）	$x \sim \lambda,\ y, z \gg \lambda$	
第7分類（自由空間形）	$x, y, z \gg \lambda$	

x, y, z は3方向に対する回路の寸法, λ は波長を表す.



ループ導体の大きさと放射電界の関係
左側は第1分類, 右側は第5分類以上に相当する

Abstract:　This seminar introduce knowledge in order to take advantage of the electromagnetic field simulation to beginners of high frequency electromagnetic field. At first, high frequency electromagnetic waves will be categorized with a ratio between wavelength and mechanical dimension. Theories and simulation technologies are described along these category. Forecasting techniques for Radiations and coupling from structures, and calculation method of parasitic reactances will be introduced. Modeling techniques and evaluation basics for electromagnetic field plots of electromagnetic simulation are also described.

1　シミュレータの発展と活用の実情

シミュレーションを利用することで，理論解析では不可能であった複雑な条件や構造の数値解を得，費用のかかる実験の回数を減らし，設計の最適化が実現できる．高周波の分野では 1980 年代後半から高周波用シミュレータが商用化され，2000 年頃には理論解析, 実験およびシミュレーションの三位一体の研究体制が実現した [2][3]．近年ではデジタル回路の高速化，電源の高効率化，高速デバイスの普及などにより高周波シミュレーションの利用分野はますます拡大し，高周波シミュレータには次のことが期待されるようになった．

- 高周波以外の分野の技術者にも容易に使用できること．
- 誰にでもわかりやすい可視化．

しかしこれらの期待に応えるシミュレータの進歩は同時に一部の技術者にシミュレータを盲目的に使用し自分思考しなくなる傾向をもたらした [4] . 電磁気や電気回路の知識なしに，高周波シミュレータに適切なモデルと解析条件を設定し，自動的に美しく可視化された解析結果から有益な知見を得ることは容易でない．電磁界シミュレータの技術サポートの現場では，現実の現象を再現できないモデルや，シミュレーション結果の間違った解釈や，効果の期待できない投資が頻繁に見られる．

そこで本講座では高周波以外の分野の技術者のために電磁界シミュレーションを活用するための最低限の知識を紹介する．

2　シミュレーションと理論の対応

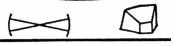
2.1　回路構造の波長による分類 [5]

様々な電波の性質は波長ごとに分類整理することができ [6]，それぞれの分野で構造や仕組みを発案し設計するための理論が体系化されてきた．例えば，文献 [1] では表 1 に示すように回路構造を波長ごとに 7 つに分類し，その上で第 3 分類 (平面回路系) の解析手法を論じている．他にも第 1 分類 (集中定数系)，第 2 分類 (分布定数系) などの波長ごとの理論体系がよく知られている．

2.2　波長ごとの入手しやすいシミュレータ

シミュレーションもまたこの波長ごとの理論にもとづいて発展してきた．第 1 分類では電圧と電流を，第 2 分類では進行波と反射波を扱う回路シミュレータが広く利用されている．第 3 分類または第 4 分類では FEM 法，BEM 法を用いた電磁界シミュレーションがよく用いられる．この FEM 法や BEM 法は連続正弦波入力に対する波動方程式を特定の境界条件の下で解く手法で，古くから多くの研究成果が報告され，技術的有効性だけでなく数学的にも精微な体系が形成されている [3]. これらの手法はそれぞれに構造や可視化可能な場に制限があるが，実績が豊富で短時間で精密な周波数特性が得られるため，それぞれの分野の設計の実務で用いられてきたし，比較的短時間でモデル生成からシミュレーション結果を得ることができる．表 2 には，現在無料で入手可能なシミュレータを波長ごとにを示す．

表 1　波長による回路構造の分類

第 1 分類（集中定数系）	$x, y, z \ll \lambda$	
第 2 分類（分布定数系）	$x, y \ll \lambda,\ z \sim \lambda$	
第 3 分類（平面回路系）	$x \ll \lambda,\ y, z \sim \lambda$	
第 4 分類（立体回路系）	$x, y, z \sim \lambda$	
第 5 分類（長い導波管共振器）	$x, y \sim \lambda,\ z \gg \lambda$	
第 6 分類（自由平面形）	$x \sim \lambda,\ y, z \gg \lambda$	
第 7 分類（自由空間形）	$x, y, z \gg \lambda$	

x, y, z は 3 方向に対する回路の寸法, λ は波長を表す.

表 2　波長ごとの入手しやすいシミュレータ

回路分類	シミュレータの例	波長との関係
第 1 分類	LT-SPICE[7]	$x, y, z \ll \lambda$
第 2 分類	Qucs[8]	$x, y \ll \lambda, z \sim \lambda$
第 3 分類	Sonnet Lite[9]	$x \ll \lambda, y, z \sim \lambda$
第 4 分類	NEC2	$x, y, z \sim \lambda$

2.3　時間領域と周波数領域の電磁界シミュレータ

ところが複雑なパルス波形を扱う電磁環境問題や，電場や磁場の振る舞いを直接観測することが望まれる物理分野では FD-TD 法 [10] や TLM 法を用いた電磁界シミュレータが好まれる. これらはマクスウェル方程式の各成分式を時間軸上で逐次的に計算する方法で，原理的には表 1 の全ての回路分類を横断的に単一の手法で解析できる．任意の構造，任意の信号波形を扱うことができ非常に汎用性が高いし，任意の時間と空間における電界と磁界を計算することができるので場の可視化に都合が良い．解析負荷が重いのが弱点であるが，次々に現れる新しい計算機の進歩がこの弱点を補いつつある．近年広い分野で利用が拡大しているシミュレーション手法である [3] .

表 3 にこれら 2 つのカテゴリの電磁界シミュレーションの特徴をまとめる．FEM 法，BEM 法は周波数領域で連続正弦波を，FD-TD 法，TLM 法は時間領域で任意波形を扱う．周波数領域の電磁界シミュ

表 3　時間領域と周波数領域の電磁界シミュレータ

領域	解析法	波形	理論との対応
周波数	FEM 法，BEM 法	正弦波	容易
時間	FD-TD 法，TLM 法	任意波形	困難

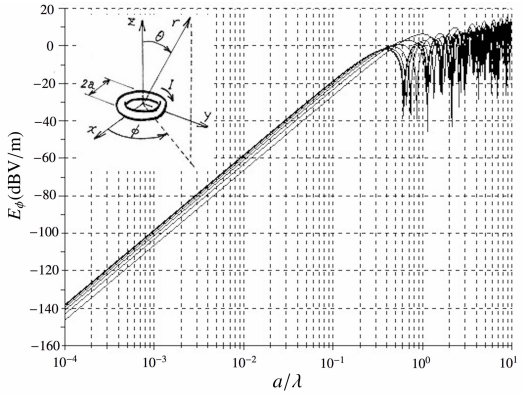


図 1　ループ導体の大きさと放射電界の関係
a/λ が小さい領域では放射は非常に小さい．$a \simeq \lambda$ の領域は放射が起こる．a/λ が大きい領域では放射方向が複雑に変化する．

レーションは表 1 の波長ごとの理論と対応させてモデルの生成や解析結果の解釈を 行うことができる．時間領域の電磁界シミュレーションは直接マクスウェル方程式に対応しており，これを個々の現象と対応付けることは困難である．複数の分類の回路構造を時間領域で横断的に電磁界シミュレーションする場合でも，モデルの生成や解析結果の解釈は周波数領域の理論体系と対応させながら行わざるをえない．

そこで次に電磁界シミュレータの活用に最低限必要な知見を表 1 に分類に対応させながら紹介する．[*1]

3　波長ごとの結合と放射

時間領域の電磁界シミュレータが好まれる電磁環境問題を想定して，初歩的なモデルにもとづいて結合や放射についての知見を紹介する．

図 1 は，ループ状に流れている電流からの放射電界を示している．グラフの横軸はループの半径 a と波長 λ の比 a/λ である[*2]．このグラフは特徴的な

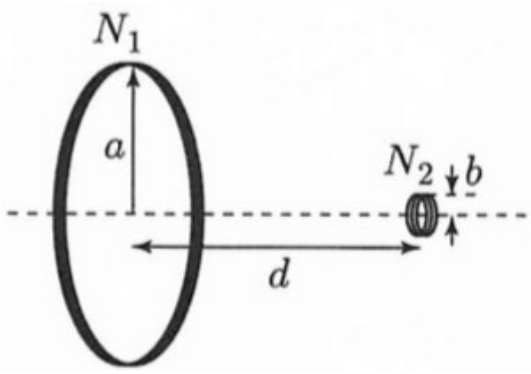


図 2　軸を共通にして接近した 2 つの円形コイルの結合

2 つの領域と，その境界付近の三つの領域に分けることができる．以下にそれぞれの領域の性質を説明する．

3.1　第 1 分類 (集中定数系)

図 1 の左側，$a/\lambda \ll 1$ の領域は表 1 の第 1 分類 (集中定数系) に相当する．放射電界は波長に対する電流ループの半径 a/λ に対して 40(dB/dec) で変化する．波長が長くなるか (周波数が低くなるか)，電流ループの大きさが小さくなると放射は急激に減少する．しかし第 1 分類 (集中定数系) では，回路構造同士が波長より遥かに接近して配置されることが多いので，図 1 に示す放射だけでなく，磁界結合あるいは電界結合を考慮する必要がある．

図 2 のように半径 a, b，巻き数 N_1, N_2 の 2 つの円形コイルの間の磁界結合を考える．第 1 分類 (集中定数系) の回路理論では，磁界結合を相互インダクタンス M あるいは，結合係数 k で表現する．2 つのコイルが軸を共通にして距離 d 離れている時，相互インダクタンス M は

$$M = \frac{\mu_0 \pi N_1 N_2 a^2 b^2}{2(a^2 + d^2)^{3/2}} \tag{1}$$

である．[12]．

今 2 つのコイルが同一で半径 r，巻き数 N とすると式 1 は

$$M = \frac{\mu_0 \pi N^2 r^4}{2(r^2 + d^2)^{3/2}} \tag{2}$$

となる．

式 2 で d が有限なときと $d = 0$ ときの比から結合係数 k は

$$k = \frac{r^3}{(r^2 + d^2)^{3/2}} \tag{3}$$

となる．

---

*1 以下では，シミュレーションと併用することを前提に通常許容されないほど大胆な仮説や近似を用いる．

*2 $E_\phi = \frac{60\pi C_\lambda}{r} I J_1(C_\lambda \sin(\theta))$，ここに $C_\lambda = \frac{2\pi a}{\lambda}$, r は観測点までの距離，I はループ電流, J_1 は一種ベッセル関数，θ は観測点の方向．E_ϕ は遠方界のみで，$C_\lambda \geq 1$ の領域でも I は一様と仮定している [11]．図 1 に示す値は $a = 3$(mm) $r = 3$(m) $I = 10$(mA) として計算した．

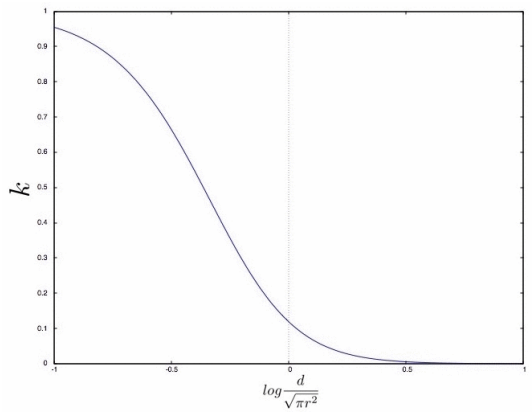
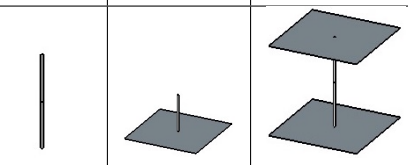
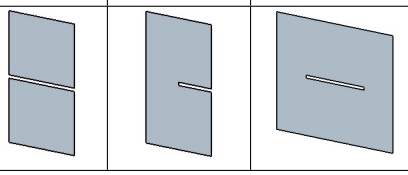


図 3　軸を共通にして配置された 2 つの円形コイルの距離と結合係数
横軸はコイルの面積の平方根で正規化してある．

表 4　放射の起こる構造

	両端解放 $\lambda/2$	片端解放 $\lambda/4$	両端短絡 $\lambda/2$
導体			
スロット			

この結合係数 k を図 3 に示す．横軸の中央 0 の位置では，距離 d が正方形のコイルの 1 辺に等しく結合係数 $k \approx 0.1$ である．距離 d がそれより大きくなると k は d^{-3} で減少してゆく．ループコイル同士の結合は極めて接近している場合のみ考慮すれば良いことが解る [13].

3.2　第 2 分類 (分布定数系)，第 3 分類 (平面回路系) および第 4 分類 (立体回路系)

図 1 の中央やや右，$a/\lambda \simeq 1$ の領域は表 1 の第 2 分類 (分布定数系)，第 3 分類 (平面回路系) および第 4 分類 (立体回路系) に相当する．この領域では強い放射が起こる事が多い．図 1 に示す電流ループの場合は円周が波長と等しい $2\pi a = \lambda$ のとき放射が極大となる．表 4 には放射が起こるその他の構造を示す．時間領域の電磁界シミュレーションの活用においては，これらの構造を認識してモデリングを行うことが必要である．例えば，機械系 CAD から電磁界シミュレーションモデルを自動的に生成すると，金属部材同士が完全に導通したモデルが生成されるが，現実には硬い金属面同士は 3 点でしか接触せず，表 4 の下段の構造からの放射が起こる．

3.3　第 5 分類 (長い導波管共振器)，第 6 分類 (自由平面形) および第 7 分類 (自由空間形)

図 1 の右側，$a/\lambda \ll 1$ の領域は表 1 の第 5 分類 (長い導波管共振器)，第 6 分類 (自由平面形) および第 7 分類 (自由空間形) に相当する．

放射は電流ループの大きさ a/λ や放射方向 θ, ϕ に対して複雑かつ激しく変化する．

この領域ではアレイアンテナ，パラボラアンテナなど優れた特性のアンテナを実現するための設計理論が体系化されている．一方，都市部での電波強度分布，自動車，飛行機など波長より大きな金属物体の電磁環境問題の取り扱いは容易でない．シミュレーションモデルの生成，シミュレーション，結果の解釈や問題への対処のどれもが非常に難しい．表 3 に示した電磁界シミュレーションの他に物理光学近似法を用いたシミュレーションも必要になる [3] .

4　波長ごとの回路構造の等価回路

殆どの電気設計は第 1 分類の集中定数の回路理論にもとづいて行われ，放射を含めた設計や電磁界シミュレーションは必ずしも必要ではない．ところが，意図せず第 2 分類以上の回路構造に電気エネルギーが漏れた場合に上述のように放射に悩まされることになる．

そこでここでは第 1 分類の回路構造について見逃されがちな寄生リアクタンスを概算し，それを含めた回路シミュレーションモデルを使って，第 2 分類以上の回路構造に信号を漏洩させない設計指針を述べる．そして不幸にも第 2 分類や 第 3 分類特有の現象に出会った場合の対処法も紹介する．

4.1　第 1 分類 (集中定数系)

$a/\lambda \ll 1$ の領域，すなわち集中定数系では，一見複雑な構造でも寄生リアクタンスを電磁界シミュレータで容易に計算できる．ただし，実際の構造に付随する全ての寄生素子を同時に一つのモデルに再現する電磁界シミュレーションモデルは非常に複雑になるし，解析負荷も大きい．従って，それらの寄生リアクタンスについては，個々に概算を見積もっておいて，回路に重要な部分だけを電磁界シミュレーションモデルに含めるなり，回路設計の段階で対処するのがよい．

特にヴィアホールのインダクタンスやバイパスキャパシタを実装した場合の等価直列インダクタンスなど日常良く使うプロセスや回路構造に含まれる

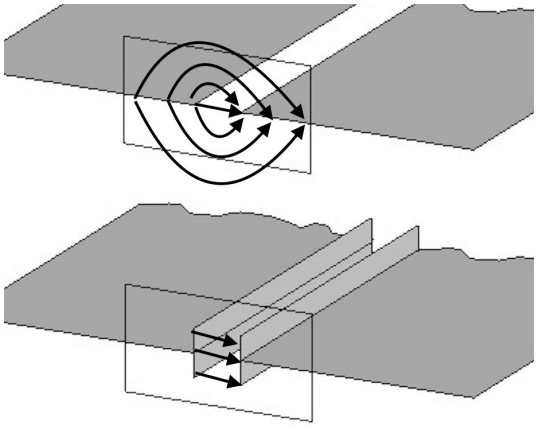


図 4　(上) 対向した電極端間のキャパシタンスと電界
(下) 対向した電極端間のキャパシタンスと等価な平行平板電極と電界

寄生素子については予め把握しておくと良い．

4.1.1　キャパシタンス

■平行平板キャパシタ　平行平板キャパシタのキャパシタンスはよく知られているように

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} (\mathrm{F}) \tag{4}$$

で，ここに S は電極面積，d は電極間隔である．

例えば $\varepsilon_r = 4$, 厚さ 0.1(mm) のプリプレグを挟んで対向している導体板の間の 1(mm)^2 あたりのキャパシタンスは 0.36(pF/mm^2) となる[*3]．

■対向した電極端　図 4 の (上) に示すような，導体板の端部が間隔 d を隔てて対向している場合の単位長あたりのキャパシタンスを考えよう．式 4 は，電極の周囲に漏れ出す電界を無視しており，$S \leq d$ の場合には使用できない．それにそもそも図 4 の (上) の場合，電極の対向面積 $S = 0$ である．そこで図 4 の (下) のように電極面積を仮想的に拡張し，電界がこの拡張した範囲に閉じ込められていると考える．拡張する長さは，電極端の距離 d に対して，概ね $d/4 \sim d/2$ 程度にすればよい．式 4 で，単位長さあたりの対向面積 $S = d$ とすると

$$C \approx \varepsilon_0 \varepsilon_r (\mathrm{F/m}) \tag{5}$$

となる[*4]．

例えば $\varepsilon_r = 4$ の基板の内層で 2 つの導体パターンが $d = 0.2$(mm) まで接近している時，その間のキャパシタンスは $C \approx 36$(pF/m) となる．

[*3] $\varepsilon_0 = 8.854$(pF/m).

[*4] 式 5 は電極端間の距離 d に依存しないが，d が大きい場合は周囲の影響を受けて違った結果になる．

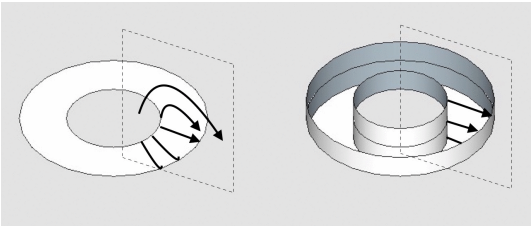


図 5　(左) 同心円電極端間のキャパシタンスと電界
(右) 同心円電極端間のキャパシタンスと等価な同軸電極と電界

■同心円電極端　図 5 の (左) に示すような，同心円状の導体板の端部のキャパシタンスを考えよう．外側の電極の半径を R 内側の電極の半径を r とすると円周長の平均 $l = \pi(R + r)$ の長さに渡って式 5 のキャパシタンスが分布していると考えることができるので，

$$C \approx \varepsilon_0 \varepsilon_r \pi (R + r) (\mathrm{F}) \tag{6}$$

となる．

例えば $\varepsilon_r = 4$ の基板の内層で内側と外側の円の直径を $d = 0.4$(mm)，$D = 0.8$(mm) とすると，$C \approx 67$(fF) となる．

4.1.2　インダクタンス

■直線導体　半径 a(m) なる円形断面，長さ l(m) なる直線導体の自己インダクタンス L(H) は

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi}\left(l \ln \frac{l + \sqrt{a^2 + l^2}}{a} - \sqrt{a^2 + l^2} + a\right) + \frac{\mu l}{8\pi} (\mathrm{H}) \tag{7}$$

である [12]．

このままでは実務上の概算に使用するには複雑なので，導体が良導体で細長い形状であると仮定すると，$\mu_r = 1, l \gg a$ であるから

$$L \approx \frac{l}{5} \ln \frac{2l}{a} (\mu\mathrm{H}) \tag{8}$$

となる[*5] [*6]．

例えば $a = 10$(μm)，$l = 1$(mm) のボンディングワイヤのインダクタンスは 1.1(nH) となる．

バンプ，ヴィアホールなどは $l \gg a$ とみなすには太く短いが，例えば $2a = l = 0.4$(mm) なるヴィアを式 8 で計算すると 0.11(nH)，式 7 では 0.086(nH) であり，誤差は 28% であった．

■ベタ導体を貫通するヴィアの等価回路　多層プリント基板に大量に使用される図 6 に示すような 2 層のベタ導体を貫通するヴィアの等価回路を計算してみよう．

[*5] $\mu_0 = 1.258$(μH/m)

[*6] $\frac{\mu_0}{2\pi} \approx \frac{1}{5}$ とした

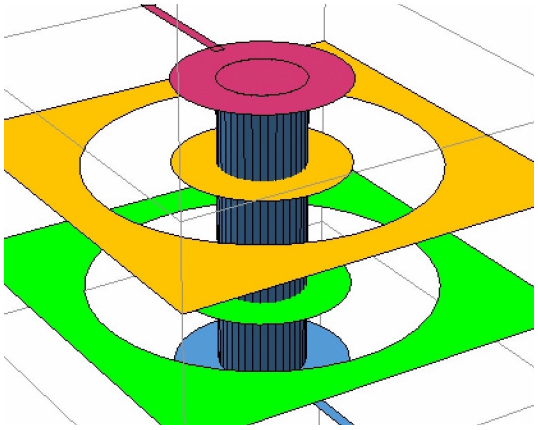


図 6　2 層のベタ導体を貫通するヴィアの構造図

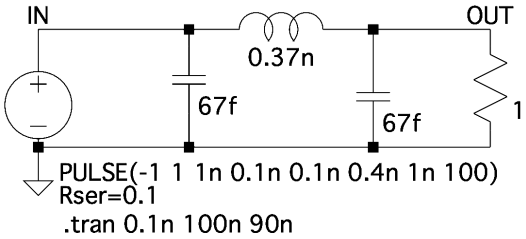


図 7　2 層のベタ導体を貫通するヴィアの等価回路を検証する SPICE モデルの一例

一例としてヴィアの半径を 0.1(mm)，ヴィアの長さを 0.7(mm)，パッドの直径を 0.4(mm)，パッドの逃げ穴の直径を 0.8(mm) とする．ヴィアのインダクタンスは式 8 から 0.37(nH) パッドとベタ導体の間のキャパシタンスは式 6 から 67(fF) となる．

このヴィアが信号伝達に及ぼす影響は，ヴィアの等価回路と信号の周波数だけでは特定できない．図 7 のような SPICE モデルで信号源と負荷の状態を含めて検討しなければならない．図 8 は図 7 の SPICE モデルで負荷抵抗を 1(Ω) としたときと 1000(Ω) としたときの負荷抵抗の両端の瞬時電圧を一例として示している．

■ループコイル　図 1 のような半径 a の円形導体で半径 r のループを構成した場合のインダクタンスは

$$L = \mu_0 r(\ln \frac{8r}{a} - 2 + \frac{\mu_r}{4}) \tag{9}$$

である [14]．導体を $\mu_r = 1$ なる良導体とすると

$$L = \mu_0 r(\ln \frac{8r}{a} - \frac{7}{4}) \tag{10}$$

となる．

例えば r = 3(mm) a = 0.25(mm) では 11(nH) である．

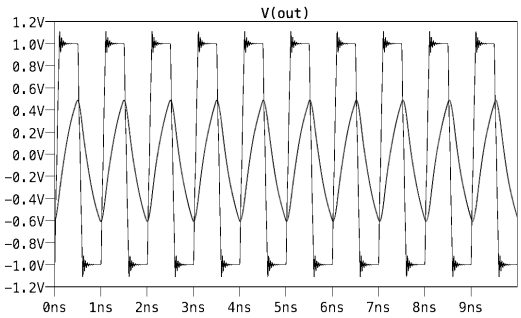


図 8　図 7 の解析結果の一例
負荷抵抗が 1Ω と 1000Ω の場合の負荷抵抗の両端電圧．

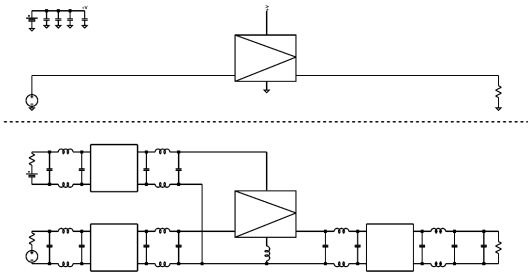


図 9　第 1 分類の回路図の一例．(上) 接地記号と電源ラベルを使用することで信号の流れを明確に表現した回路図．(下) 配線に伴う寄生リアクタンスや雑音に対処するフィルターも記載した回路図．

■漏れ磁束のないインダクタンス　トロイダルコアに巻いたコイルのインダクタンスは

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{SN^2}{l} \tag{11}$$

によく一致する．ここに S は磁路断面積，l は磁路長，N は巻き数である [12]．トロイダルコアを使わない場合でも，概ね正多角形に巻線を密に巻いて巻線同士の結合が強い場合は，式 10 と

$$L \propto SN^2 \tag{12}$$

の関係からインダクタンスを概算することができる．

4.1.3　回路設計

上述のように第 1 分類の回路構造に伴う寄生リアクタンスは，電磁気学の初歩的な知見にもとづいて概算することができ，それが回路に及ぼす影響は図 7 のように回路シミュレーションすることで明確にできる．さらに図 9 のように回路全体の寄生リアクタンスを含めて回路を設計評価することもできる．

図 9(上) は，一般的な回路の中心となる回路ブロックとその信号源，負荷，電源を回路図に描いてる．信号の流れがすっきりと表現されているが，配線に伴う寄生素子は全く考慮されていない．図 9(下) は，配

線に伴う寄生素子も記載した回路図である．非常に複雑ではあるが，回路シミュレーションは電磁界シミュレーションより遥かに早く回路を実装した場合の信号の振る舞いを検討することができる．

さらにこの回路図では新たなフィルターも追加して記載してある．これらのフィルターは雑音の混入や中心となる回路ブロックから発生した雑音に対処するため次の条件を実現すように設計することが望ましい．

1. 回路の入出力は必要な信号だけが通過できるよう BPF 特性を持たせる
2. 電源経路には直流だけが通過できるよう LPF 特性を持たせる [9]
3. 中心となる回路ブロックの電源端子から電源経路を見たインピーダンスは，扱う信号に含まれる全周波数に対して十分低いインピーダンスを保たねばならない．[*7]
4. 中心となる回路ブロックから入出力回路を見たインピーダンスは非常に高い周波数まで管理する．[*8]

これらフィルター回路は中心となる回路ブロックが扱う信号よりかなり高い周波数範囲まで動作しなければならない．例えば 1(MHz) の信号を扱う回路であっても中心となる回路ブロックに使用される素子が 1(GHz) まで動作するなら，これらフィルター回路は 1(GHz) まで動作しなければならない．ところが高い周波数まで動作するフィルター回路は，小さなリアクタンス素子で実現することができるから，これらのフィルター回路は現実には明示的に実装されず，配線に伴う寄生リアクタンスによって幸運にも偶然にフィルター回路を構成している場合がある．

明示的であれ偶然であれこれらフィルター回路が望ましく働いていれば第 1 分類の回路構造で扱う電気エネルギーは第 2 分類の回路構造に漏れず，放射は起こらず，回路シミュレーションだけでその振る舞いを再現できる．

4.2 第 2 分類 (分布定数系) および第 3 分類 (平面回路系)

三辺が a, b, c なる寸法の立体構造は次式で表す共振周波数を持つ．

$$f_{lmn} = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \sqrt{\frac{l^2}{a^2} + \frac{m^2}{b^2} + \frac{n^2}{c^2}} \tag{13}$$

[*7] いわゆる ‘Power Integrity’

[*8] 寄生発振を防ぐために抵抗分を持たせることがよい場合が多い．

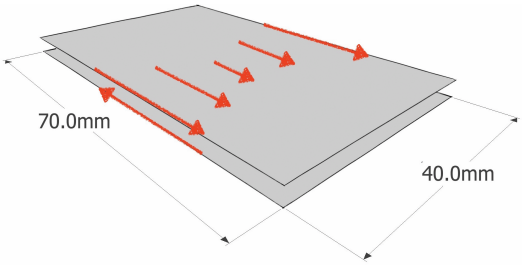


図 10　短い距離で対向して配置された 2 枚の金属板の最も低い共振周波数における電流の流れ．長手方向に沿って中央部で極大になる．

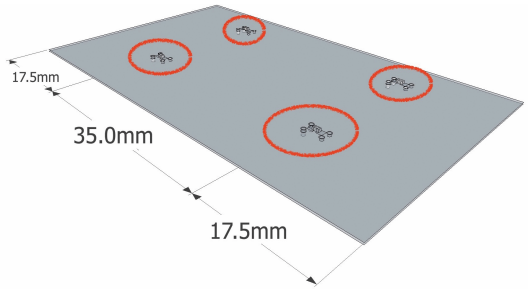


図 11　短い距離で対向して配置された 2 枚の金属板の最も低い周波数の共振を抑制するキャパシタの配置．

[15]．ここに c_0 は光速度，ε_r, μ_r は回路構造を満たす材料の比誘電率と比透磁率である．l, m, n は各辺に対応する波数で $0, 1, 2 \ldots N$ の値を取りうる．

表 1 の分類はこの $l + m + n$ と対応している．第 1 分類 (集中定数系) では $l + m + n = 0$, 第 2 分類 (分布定数系) では $l + m + n = 1$ そして第 3 分類 (平面回路系) では $l + m + n = 2$ である．

4.2.1 短い距離を隔てて対向する 2 枚の金属板

第 2 分類 (分布定数系) の回路構造でよく知られる半波長共振器の共振周波数は，式 13 で最も長い寸法に対応する波数を 1，他の波数を 0 として

$$f_{100} = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \frac{1}{a} \tag{14}$$

である．

例えば厚さ 0.3(mm)，比誘電率 $\varepsilon_r = 4$ のコア材を挟んで 2 枚のベタ導体が対向している長さ 70(mm)，幅 40(mm) の概ねカードサイズの基板では，$\mu_r = 1$ として $f_{100} = 1.07$(GHz) なる周波数で共振が起こる．この時図 10 の様に導体中央部には長手方向の強い電流が流れる．また，基板内の回路同士の不要結合，放射など，第 1 分類の回路構造に基づく理論では説明できない現象が起こる．

この共振に対処するには次の 2 つの代表的な方法がある．

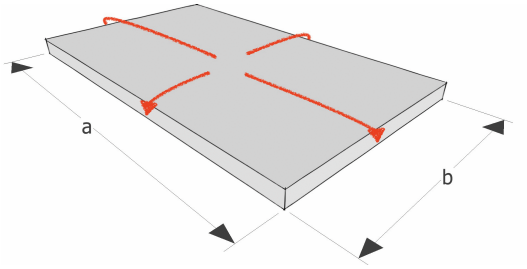


図 12　金属箱の最も低い共振周波数における電流の流れ．中央部では電流は 0 で，側面で極大になる．

- 2 枚の金属板の間で高周波を短絡することで，電気長を短くする．高周波のみを短絡するためキャパシタを 2 枚の金属板の間に接続する．短絡する位置は図 11 の様に金属板を 1 : 2 : 1 に分割する位置にが望ましい．共振周波数は理想的には f_{200} になる．
- 2 枚の金属板の間の電界の一部を熱として消費させる．高周波電力のみを消費させるため 2 枚の金属板の間にキャパシタと抵抗を直列に接続する．あるいは電波吸収材を端部に配置する．配置する位置は金属板の四隅が望ましい．共振周波数は変化しないが，共振 Q が低下し，共振に伴う現象が緩和される．高次の f_{lmn} 共振に対しても効果が期待できる．

4.2.2　金属で囲まれた薄い箱

金属で囲まれた箱の共振周波数も式 13 で l, m, n のうち長い辺に対応する 2 つの波数を 1，残りを 0 として表される．

例えばベタ導体を有する基板に長さ 70(mm)，幅 40(mm)，高さ 3(mm) の寸法のシールドケースを被せたとすると，$l = 1, m = 1, n = 0, \varepsilon_r = \mu_r = 1$ として，共振周波数 $f_{110} = 4.3$(GHz) となる．この時シールドケース内側，特に側面には図 12 の様に強い電流が流れ，シールドケース内の回路同士の不要結合，シールドケースの隙間からの放射など，第 1 分類の集中定数回路理論では説明できない現象が起こる．

この共振に対処するには次の 2 つの代表的な方法がある．

- シールドケース中央部でシールドケースの天板と底板を短絡することで，電気長を短くする．望ましくは長さ a の辺を横断するように複数の短絡片を設ける．共振周波数は f_{210} まで上昇する．
- シールドケース内の電界の一部を熱として消費させる．シールドケース中央部に電波吸収材を置くかシールドケース中央部でシールドケースの天板と底板の間を抵抗で接続する．共振周波数は変化しないが，共振 Q が低下し，共振に伴う現象が緩和される．新たに配置した電波吸収材が近傍の回路にも損失を与えるので，性能の劣化を生じる可能性がある．高次の f_{lmn} 共振に対しても効果が期待できる．

電磁界シミュレーションはこれらの現象を明確に再現することができるが，設計段階で検討し予め対処するほうが容易い．

5　電磁界シミュレーションの注意

5.1　モデリング

5.1.1　要素の大きさと解析負荷

シミュレーションにおいて空間的時間的刻み幅を細かく設定すれば精度が改善し，真値に収束すると信じられていることが多い．しかし有限な演算桁数の数値計算では最適な刻み幅が存在する．例えば微分では刻み幅を演算桁数の半分くらいのところに選ぶのがよく，そのとき数値微分の結果の有効数字は約半分になる．積分や微分方程式の数値解法でも最適刻み幅が存在する [16]．

計算時間についても考えてみよう．第 4 分類の電磁界シミュレーションでは 3 次元空間の各方向をそれぞれ刻み幅 h で分割するから要素数は h^{-3} に比例する．第 3 分類の電磁界シミュレーションでは h^{-2} である．

表 3 に示す時間領域の電磁界シミュレーションでは，計算時間は要素数に比例する．周波数領域の電磁界シミュレーションでは，各要素の状態を未知数とする連立方程式を生成する．この連立方程式の未知数の数は要素数に比例する．そして連立方程式を解くには未知数の数の 3 乗に比例する計算時間が必要なことが知られている．結局，第 4 分類の電磁界シミュレーションでは計算時間は h^{-9} に，第 3 分類の電磁界シミュレーションでは要素数は h^{-8} に比例する．この凄まじい計算負荷の増大は，次々に現れる新しい計算機の進歩ですら補いきれない．

5.1.2　波長ごとの要素の大きさ

第 1 分類の回路構造だけを電磁界解析する場合には，例えば図 6 のように現実の構造を再現するように要素の大きさを決めても良い．しかし電磁界シミュレータの多くが直交座標系を使用しているので，半径 r の円は $r\sqrt{\pi^2} = l^2$ となる辺長 l の正方形に置き換えて要素数を減らすこともできる．

第 2 分類～第 4 分類の電磁界シミュレーション

では波長を基準に要素の大きさを決める．要素が大きすぎると解析結果に致命的な誤差を生じる可能性があるので，周波数領域の電磁界シミュレータの多くが何かの警告を発するし，大きな要素を使ったシミュレーションは短時間に終わるので問題に気づきやすい．ところが要素が小さすぎる場合も誤差の増大を生じる可能性がある．この場合は非常に長いシミュレーション時間を費やした挙句，“細かくい要素だから誤差は少ないはず” との思い込みから間違った結論を信じてしまう危険がある．

第 1 分類〜第 4 分類の回路構造を横断的に電磁界シミュレーションする場合，例えば図 11 のようなキャパシタを基板のあちこちに配置した様子を，キャパシタに付随する図 6 の貫通ヴィアの構造を忠実にモデル化すると膨大な要素数になってしまう．そこで “3.1 第 1 分類 (集中定数系)” や “4.1 第 1 分類 (集中定数系)” で説明したように結合や等価回路を概算し，全体の特性に支配的でない部分の構造は省略したり，大胆に単純化する．要素の大きさは第 1 分類回路構造のループ導体や電極の間隔などを基準に決める．要素の大きさを少なくとも式 4 の d，式 6 の $R-r$，式 8 の l あるい式 10 の r 等の同程度あるいは半分に設定しておけば，致命的な誤差は生じない．

5.2 結果の評価分析

5.2.1 場の可視化

第 3 分類以上の電磁界シミュレーション結果は可視化した場で表示されることが多い．しかし美しく可視化された解析結果から有益な知見を得ることは容易でない．可視化された場を評価分析するにあたっては，まず次のことを認識すべきである．

- 図が示しているのは電界か磁界か，それとも実電流か?あるいは別の何か?
- 図が示しているのはある断面か?それとも 3 次元を透過的に表示しているのか?
- 線が示しているのはベクトルの方向か，それとも等値線図か?
- 値は瞬時値か，それとも実効値か？
- スケールは真数か対数か，そしてその範囲は？
- 解析空間とエネルギー源との結合方法

商用シミュレータではこれらは美しく鮮やかに見えるよう自動的に設定されている．評価分析のためには評価者自身が自らの考えに従って設定しなおし，様々な条件で多面的に見なければ，有益な知見は得られないであろう．

表 5　シミュレーションと測定の得失

項目	シミュレーション	実験
材料損失	無損失か単純なモデル	現実の損失
接触	完全	不完全
境界面	完全	不完全
信号源等	無限小で直結	ケーブル接続
幾何構造	完全	歪み荒れ
反応	遅い	早い

5.2.2 グラフ

第 2 分類以下のシミュレータや計測器では結果がグラフに表示されることが多い．グラフに表現された結果を評価する場合は，まず次のことを認識すべきである．

- 横軸，縦軸はそれぞれ何か? そして単位は何か?
- 横軸，縦軸が複素数なら，絶対値, 角度, 実数部, 虚数部のどれが表示されているか?
- 横軸，縦軸はそれぞれ対数か真数か?
- S パラメータの場合は正規化インピーダンスはいくつか?

高周波シミュレータや測定器の多くが 50Ω で正規化された S パラメータの絶対値を (dB) で表示し，軸のスケールは全てのデータを表示できるよう自動的に設定する．しかしこれらの条件は評価者自身が自らの考えに従って設定し多面的に評価しなければならない．

5.3 測定との比較

測定はシミュレーションより長い実績があるので，測定との比較によるシミュレーションの検証はシミュレーションが出現した当初から行われてきた．しかし現実にはシミュレーション結果を検証するほどに精密且つ安定な測定は容易でない [17]．それゆえ測定とシミュレーションの結果を一致させることにこだわるより，それぞれの得失に応じた活用法が望ましい．

表 5 にはシミュレーションと測定の代表的な得失をまとめてある．系全体の精密な材料損失の評価は測定の方が優れている．シミュレータの損失モデルは電気材料の製造プロセスの進歩を必ずしも反映していない．しかしシミュレーションでは無損失の材料と，損失のある材料のシミュレーション結果を比べることで，全体の特性にどの材料のどの部分がどれほど寄与しているかを容易に特定することができる．これは全体の特性を改良するための重要な指針

となる．

ケーブルで接続された大きな計測器や周囲に置かれた様々な構造物の存在は，測定環境自体に第 4 分類以上の複雑な現象を引き起こす恐れがある [18] [19]．シミュレーションは明確な境界で囲まれた解析空間の中で行われるので，解析空間が第 4 分類以上の回路構造になった場合でもよい再現性が得られるし，事前にその可能性を知ることもできる．また，平行や対称性などの幾何学的完全性を利用して，不要な現象を意図的に無くすこともできる．ただしそのような対処は，電磁場に対する高度な理解が必要であり高周波以外の分野の技術者にとって容易とはいえない．測定の場合は，測定環境にある物体に接触したり，ストレスを加えたりしたときの反応が即座に現れるので，意図しない現象が発生していることを容易に知ることができる．

6 まとめ

理論, 実験およびシミュレーションには，それぞれ得失があり，どのひとつが欠けても不十分であり，すべてを三位一体に習得活用することが望ましい．しかし高周波以外の分野の技術者にとって理論の習得は難しく感じられ敬遠されがちであるし，比較的理解しやすい第 2 分類の伝送線路理論だけを頼りがちでもある．そこで本講座ではシミュレーションと共に推論をすすめるための最低限の理論的知見を表 1 の分類に沿って広く浅く提供しようとした．これにより高周波以外の分野の技術者がひとりでも多く高周波シミュレータを活用し将来の産業技術の発展に寄与することを心より願っている．

参考文献

[1] 三好旦六, 大越孝敬, 平面回路, オーム社, 1975.

[2] J.C. Rautio, “High frequency electromagnetic analysis - a historical perspective,” Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International, pp.715–718, June 2008.

[3] 山下栄吉，電子情報通信学会，電磁波問題解析の実際，電子情報通信学会，1993.

[4] 山下栄吉, 電子情報通信学会, マイクロ波シミュレータの基礎，電子情報通信学会, コロナ社 (発売)，2004.

[5] 石飛徳昌，“波長による高周波の分類とそれぞれの性質,” （有）ソネット技研．http://www.SonnetSoftware.co.jp/

[6] 河田　聡，“一家に一枚　光マップ,” 文部科学省． http://stw.mext.go.jp/series.html

[7] 渋谷道雄，回路シミュレータ LTspice で学ぶ電子回路，オーム社，2011.

[8] “Qucs : Quite universal circuit simulator”. http://qucs.sourceforge.net

[9] 石飛徳昌，“Sonnet 入門,” （有）ソネット技研．http://www.SonnetSoftware.co.jp/

[10] 宇野　亨，FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析，コロナ社，1998.

[11] J.D. Kraus, R.J. Marhefka, and B.A. Munk, Antennas : for all applications, 3rd edition, McGraw-Hill, 2002.

[12] 浅田雅洋，平野拓一，電磁気学，no.1，電子情報工学ニューコース，培風館，2009.

[13] 石飛徳昌，“Sonnet による磁気トランスの解析，” http://www.SonnetSoftware.co.jp/support/tips/magnetic_transformer.pdf，2010.

[14] 間邉幸三郎，“インダクタンス物語 (5) インダクタンスの求め方,” 社団法人日本電気技術者協会．http://www.jeea.or.jp/course/contents/01157/

[15] G.L. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures, 第 1 巻, Artech House microwave library, McGraw-Hill, 1964.

[16] 伊理正夫，藤野和建，数値計算の常識，共立出版，1985.

[17] 平野拓一，岡部寛，大貫進一郎，“We6b 電磁界シミュレーション入門 〜マイクロ波平面回路と基板アンテナ〜,” MWE2015 Workshop digest, 2015，pp.●●–●●，Dec. 2015.

[18] 石井　望, アンテナ基本測定法, コロナ社, 2011.

[19] 石飛徳昌，“Sonnet によるアンテナ解析のガイドライン,” http://www.SonnetSoftware.co.jp/support/tips/antenna.pdf，2012.

著者紹介

石飛徳昌

有限会社ソネット技研, tovy@ieee.org