

# 波長による高周波の分類とそれぞれの性質

高周波に取り組む前に知っておくべき概念

有限会社ソネット技研

石飛 徳昌

2018年7月7日

## 概要

この文書は、高周波に取り組む前に知っておくべき重要な概念をまとめてあります。それは高価なシミュレータや測定器を買ったりインピーダンスマッチングの精度に悩むより重要なことです。

最初に高周波をより細かな領域に分類し、高周波用の測定器や理論やシミュレータや概念が特定の領域でしか通用しないことを説明します。特に伝送線路とインピーダンスの概念について詳しく説明します。さらに放射や不要結合の代表的な事例が高周波のどの領域に属するかを紹介します。

## 目次

1	はじめに	1
1.1	対象読者 1:高周波が専門でない方	1
1.2	対象読者 2:高周波を専門とする方	2
1.3	波長 波長 波長いつも波長を忘れずに!	2
2	波長による高周波回路の分類	2
2.1	波長による分類	2
2.2	回路分類ごとの高周波理論	3
2.3	回路分類毎のシミュレータ	3
3	伝送線路と波長の関係	4
3.1	回路分類毎の伝送線路	4
3.2	TEM 線路 (第二分類)	5
3.3	特性インピーダンスの計算法 (第二分類)	5
3.4	損失の計算法 (第二分類)	8

3.5	伝送モード (第二分類)	9
4	放射と波長の関係	11
4.1	回路分類ごとの放射	11
4.2	不要放射	11
4.3	不十分な放射	13
5	不要結合と波長の関係	15
5.1	距離と結合量 (~第二分類)	15
5.2	遠くても結合が強い場合 (第三, 第四分類)	16
6	おわりに	17
6.1	波長 波長 波長いつも波長を忘れずに!	17
6.2	この文書の最新版	18

## 1 はじめに

### 1.1 対象読者 1:高周波が専門でない方

この文書は高周波やマイクロ波が専門ではなく、回路やシステムの高速化に伴って、高周波回路を扱う必要に迫られている方を対象とします。

それらの方は次のような疑問を持っていると思います。

- どんな場合に回路が周囲の影響をうけるのか?
- どんな場合に不要放射が起こるのか?あるいは起こらないのか?
- 等価回路は正しいのか?
- 特性インピーダンスはどこまで管理すればいいのか?

- 何が高周波なのか？
- どんな測定器を使うのか？
- 電磁界シミュレータが必要なのか？
- TDR の結果はどこで読み取ればいいのか？

多くの方がこれらの問題に対処するために“高周波”の資料を読みあさり、高価な高周波測定器や高周波シミュレータに投資しています。ところが、それらにはそれぞれ狭い適用分野が決まっています。このことに気づかないと高価な道具を間違った分野で使い、間違った答えに悩むことになります。

この文書はこれらの疑問の答えでなく、答えを理解するための基礎概念を説明します。

## 1.2 対象読者 2:高周波を専門とする方

この文書は高周波を業務としながらも高周波の基本概念を勉強し直したい方にもお役に立てると思います。

高周波の伝統的な教科書では、冒頭で Maxwell の方程式を解きつつ基本概念を解説してゆきます。ところが、この部分は物凄く難しそうなのでつい読み飛ばしてしまいます。私自身もそこを読み飛ばしたために長い回り道をしてしまいました。この文書はこの難しい部分に書かれている重要な概念を数式無しで紹介するものです。

この文書では厳密さより概念を漠然と理解していただくために不正確で曖昧な表現も多く含まれます。高周波にこれから取り組む方は、この文書だけでなく、経験豊富な先生の指導を受けたり、文献に取り組んでください。

## 1.3 波長 波長 波長いつも波長を忘れずに!

この文書を読み進める前に、信号の波長を計算してください。

$$\text{波長}(m) = 300/\text{周波数}(MHz) \quad (1)$$

昨日実験した周波数はいくつでしたか？例えば、 $1GHz = 1000MHz$  の正弦波の波長は  $0.3m = 30cm$  です。

これから設計する回路の伝送レートはいくつですか？ $100MBPS$  の伝送レートの信号のアイをくつきり開かせるためにはせめて 3 倍の  $300MHz$  の周

波数成分くらいは正しく伝送したいですね。すると波長は  $300/300MHz = 1m$  です。

たとえ  $1MHz$  のゆっくりしたクロックパルスでも鋭いエッジには高次高調波成分が含まれています。EMC 試験でチェックすべき最大の周波数はいくつですか？もし  $3GHz$  なら波長は  $300/3000 = 0.1m = 10cm$  です。

低い周波数の回路を扱うときに、各端子の電圧波形を意識するのと同じように、高周波を取り扱うときには、各信号の波長を意識してください。そして目の前に見えている基板、パターン長さ、太さ、筐体、ケーブル等々が波長と比べてとても小さいか？とても大きいか？同じくらいか？をいつも気にしてください。

## 2 波長による高周波回路の分類

光と電波は波長が違うだけで同じ物だということをご存知だと思います。回路を流れる高周波と空間を伝わる電波も波長が違うだけで同じ物です。同じものが、波長によってまるで異なった振る舞いをします。異なった振る舞いとは単に周波数特性を持つということだけでなく、電気、電波、光といった非常に大きな性質の変化です。

### 2.1 波長による分類

表 1 は、あらゆる電気回路をその大きさと波長の関係で分類した表です [1]。この文書では、この分類を回路分類と呼ぶことにします。“第?分類”という呼名は、文献 [1] 以外ではあまり見かけません。

回路分類	一般的な呼名	波長との関係
第一分類	集中定数系	$x, y, z \ll \lambda$
第二分類	分布定数系	$x, y \ll \lambda, z \sim \lambda$
第三分類	平面回路系	$x \ll \lambda, y, z \sim \lambda$
第四分類	立体回路系	$x, y, z \sim \lambda$
第五分類	長い導波管系	$x, y \sim \lambda, z \gg \lambda$
第六分類	自由平面系	$x \sim \lambda, y, z \gg \lambda$
第七分類	自由空間系	$x, y, z \gg \lambda$

表 1 構造の大きさと波長の関係による電気回路の分類 [1]

また“?系”という呼名も厳密に使い分けられていないようです。肝心なのは“波長との関係”です。3つの次元が波長に対してどれほどの大きさか?これによって高周波回路の様々な性質が変わります。

例えば、単に“高周波”という場合は第二分類から第四分類あたりまでを包括することが多いようです。しかし第一分類から第三分類の間では電気は二本の導線を伝わります。第四分類から第五分類では、金属管や、一本の線や、光ファイバーのような誘電体の棒を伝わります。このように第三分類と第四分類はどちらも“高周波”でありながら明確な性質の違いがあります。さらに各分類ごとに使用される理論や道具も違います。

## 2.2 回路分類ごとの高周波理論

Maxwell の電磁界方程式は表 1 の全ての回路分類を統一的に説明する理論です。しかし日常の実務にいちいち Maxwell の方程式を持ち出してはたまりませんから、回路分類それぞれの理論体系が確立されています。

表 2 には回路分類ごとの実用的な理論体系をまとめてあります。おそらく多くの方が慣れ親しんでいるオームの法則に基づく理論や、測定器や、試験方法や、それらの実務経験は第一分類でしか通用しません。

高周波理論として取り上げられることの多い“特性インピーダンス”の概念も実は第二分類でしか通用しません。

ところが次のような場合

回路分類	理論体系
第一分類	オームの法則, キルヒホッフの法則
第二分類	電信方程式, 伝送線路理論
第三分類	Maxwell の方程式
第四分類	Maxwell の方程式
第五分類	Maxwell の方程式
第六分類	幾何光学
第七分類	幾何光学

表 2 回路分類に対応した理論体系

- 周波数が高く、波長が短くなった
- 信号が小さな部品や回路から大きな基板や広い筐体や電源系統に漏れた
- セットの動作や設計上無視された高調波成分を評価する必要が生じた

意図せず第三, 第四, もしかすると第五分類の領域まで踏み込んでしまっていることがあります。そんなとき, 第二分類の理論や常識は通用せず, 得体の知れない現象に悩まされることでしょう。

## 2.3 回路分類毎のシミュレータ

“シミュレータは現実の世界をそのまま再現する”というのは誤解です。シミュレータは表 2 の理論体系に基づいて計算をするので, その理論体系が適用できない回路分類に対しては誤った結果を出したり, 異常な計算負荷を消費します。表 3 に代表的なシミュレータをまとめました。<sup>\*1</sup>

■SPICE はオームの法則とキルヒホッフの法則に基づいた代表的なシミュレータです [2],[3],[4]。電気現象を電圧と電流と時間で扱うことができます。

■高周波回路シミュレータ は第二分類の伝送線路と第一分類の集中定数回路を統一的に取り扱うことができますが, その取り扱いには電圧と電流と時間だけでなく, 進行波と反射波と周波数の概念も必要です。AWR 社の Microwave Office や Agilent 社の ADS は代表的な高周波回路シミュレータです。

■第三分類の Sonnet は伝送線路の断面が太い場合や, 線路同士の結合が問題になる場合に必要とさ

回路分類	代表的なシミュレータ
第一分類	SPICE
第二分類	高周波回路シミュレータ
第三分類	Sonnet
第四分類	HFSS
第五分類	FDTD

表 3 回路分類に対応したシミュレータ

<sup>\*1</sup> 第五分類, 第六分類では汎用の市販シミュレータよりその都度問題に適したプログラムを作る場合も多いようです

れます。形状と物性に基づいて Maxwell の方程式を解くので、あまり大きな問題を扱うことはできません。しかし第一、第二分類では無視されがちな現象も厳密に解析できます。そのためには周囲を取り囲む様子を厳密かつ適切に指定しなければなりません。

■HFSS のようないわゆる“完全三次元高周波電磁界シミュレータ”は第四分類の回路で必要です。計算負荷はさらに大きく、回路の概念には無い様々な設定項目や解析結果が必要になります。例えば特性インピーダンスの定義自体をユーザーが指定したり定義しなければなりません。

■FDTD は製品名でなく、解析手法の名前です。多くの製品が販売されています。プログラムの設計が容易で日本語の良い教科書 [5] もあるので自作も不可能ではありません。しかし計算負荷は非常に大きく遅いです。<sup>\*2</sup>

### 3 伝送線路と波長の関係

ここではまず高周波で使われる伝送線路について広く紹介します。その上でこの文書の対象読者の方が関心をお持ちの伝送線路を説明します。

#### 3.1 回路分類毎の伝送線路

伝送線路といった場合は高周波信号を遠方に伝える経路をすべて含みます。例えば光ファイバーも“伝送線路”の一つです。ここではいろいろな伝送線路を回路分類にあてはめて理解してゆきます。

##### 3.1.1 短い結線 (第一分類)

端子、パッド、ビア、電極、コネクタなど波長よりとても小さいものであれば第一分類に属し、その影響は回路理論で説明することができます。

- おそらく直列インダクタか並列キャパシタかそれを組み合わせた等価回路で定義できます。
- 等価回路の素子値は、よく知られた電磁気の公式で計算できる場合が多いです。
- 回路全体に及ぼす影響は回路理論で説明でき

ます。

- 補償やイコライザも回路理論に基づいて設計できます。
- 特性インピーダンスと電気長は定義できません。

##### 3.1.2 TEM 線路 (第二分類)

マイクロストリップとか同軸ケーブルの断面寸法は波長よりずっと小さく、しかも長さは波長に対して無視し得ません。このような線路は一定以上の長さの波長に対しては TEM 線路です。TEM 線路に対してだけ“特性インピーダンス”の概念があります。同じ構造の線路でも、極端に短い波長に対しては TEM 線路ではなくなり、“特性インピーダンス”の概念もなくなったり曖昧になります。

- 特性インピーダンスの概念が定義できます。
- 特性インピーダンスが測定できます。
- DC を含む広帯域の伝送ができます。
- 損失を無視した理論に基づいて議論されることが多いです
- 線路数 - 1 個の伝送モードがあります。

TEM 線路については後でさらに詳しく説明します。

##### 3.1.3 幅の広い線路 (第三分類)

今のところ、実用的な例はあまりありません。机程度の範囲の通信用に研究されていると聞いたことがあります。またパッチアンテナは幅の広い線路を切り取ったものです。次の特徴があります。

- 特性インピーダンスと電気長では正しく表現できません。
- 伝送特性は駆動点の配置や周波数に強く依存します。
- 複数の伝送モードが共存します。

幅の広い線路を意図的に設計すれば、有益な周波数特性を持たせたり、複数の信号を扱ったり、回路のパフォーマンスを改良できますが、意図せずこの領域に踏み込んだ場合は理解できない現象に次々に出会うことになるでしょう。“グラウンドバウンス”と

<sup>\*2</sup> FDTD 法はグリッドコンピューティングに適した手法なので多量のコンピュータを動員して、それに特化したコーディングをすれば大きな問題を解ける可能性があります。

呼ばれる現象はその代表例です。

### 3.1.4 断面の広い線路 (第四, 第五分類)

誘電体線路, 導波管, 光ファイバーなどは次の特徴があります。

- 特性インピーダンスを一義に定義できません。
- 伝送特性は駆動点の配置や周波数に激しく依存します。
- 導体無くても伝送できることがあります。
- 複数の伝送モードが共存します。

なんだか厄介そうですね。この領域では、いわゆる電気回路の常識や理論は通用しません。

## 3.2 TEM 線路 (第二分類)

TEM 線路は伝送線路の中でただ一つ“特性インピーダンスが定義できる”伝送線路です。ここではまず TEM 線路をさらに二つに分類します。そして特性インピーダンスの計算方法を紹介し、それらの違いを理解していただきます。さらに損失を計算する場合の問題点を紹介し、最後に伝送モードについて紹介します。

### 3.2.1 pure(純)と quasi(準)TEM 線路 (第二分類)

TEM 線路についての議論や理論の多くは理想的な pure TEM 線路について体系化された理論を(多少の誤差に目をつぶって)現実の quasi TEM 線路に適用しています。そこでまず pure と quasi の違いを知っておきましょう。<sup>\*3</sup>

### 3.2.2 pure TEM 線路 (第二分類)

一様な材料で満たされた同軸線路, ストリップ線路などです。

- 均質媒質
- 特性インピーダンスと電気長で完全に表現される
- 損失が無い, 電界は導体に垂直
- LC 等価回路でも OK
- 周波数特性が無い。

pure TEM 線路では電界と磁界はすべて線路の断

<sup>\*3</sup> 多くの日本語の本では“純 TEM 線路”と“準 TEM 線路”と記述されていますが、発音が同じで紛らわしいので、ここでは pure(純), quasi(準)と表記します。

面内だけにあり, 線路断面に垂直な電界磁界成分はありません。これが‘T’,‘E’,‘M’の定義です。

### 3.2.3 quasi TEM 線路 (第二分類)

部分的に材料が異なる同軸線路, 基板上のマイクロストリップ線路, 差動線路など

- 不均一媒質
- 特性インピーダンスと電気長で概ね表現される
- 損失が少ないはず
- RLGC 等価回路でも表現できる
- 緩やかな周波数特性を持つ

部分的に異なる材質があると, その部分で電界か磁界が微かに歪むので完全な TEM 線路ではなくなります。しかしその差は微々たるもので, この 30 年間ほとんど問題になることはありませんでした。

ええ, ほとんど

今までは quasi TEM も pure TEM も同じ方法で特性インピーダンスや損失を計算してきたのです。それで問題はありませんでした。

## 3.3 特性インピーダンスの計算法 (第二分類)

TEM 線路の特性インピーダンスを計算するプログラムは非常にたくさんあります。そして“Sonnet(あるいは他の電磁界シミュレータ)の計算結果がそれらと合わない”というお問い合わせも多くあります。一体何が問題なのでしょう?それぞれの計算方法を調べてみましょう。

### 3.3.1 単位長あたりのキャパシタンスから計算する方法

pure TEM 線路の特性インピーダンスは理論的に

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu\epsilon}}{C} \quad (2)$$

です。ここに  $C$  は単位長あたりのキャパシタンスです。

マイクロストリップ線路の場合<sup>\*4</sup>のキャパシタンスは図1の様にストリップ線路導体とグランド導

<sup>\*4</sup> マイクロストリップ線路は quasi TEM 線路なので pure TEM 線路の場合の  $Z_0$  の計算方法は使えませんが使っています。

体が平行に対向している部分のキャパシタンス  $C_o$  と周囲にはみ出したキャパシタンス  $C_f$  に分けて考えます。

### 3.3.2 平行平板キャパシタとみなす方法

たぶん  $C_f \ll C_o$  と信じて  $C_f$  を無視すると  $C_o$  は平行平板キャパシタですから

$$\begin{aligned} C &= C_o \\ &= \frac{\epsilon \cdot w}{h} (F/m) \end{aligned} \quad (3)$$

で簡単に求められます。

例えば基板誘電率  $\epsilon_r = 4.4$ , 基板厚さ  $h = 1.6\text{mm}$ , 線路幅  $w = 4\text{mm}$  のマイクロストリップ線路について計算してみると

$$\begin{aligned} Z_o &= \sqrt{\mu\epsilon} \cdot \frac{h}{\epsilon \cdot w} \\ &= \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \frac{h}{w} \\ &= \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} \cdot \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot w} \\ &= 120 \cdot \pi \cdot \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot w} \\ &= 120 \cdot \pi \cdot \frac{1.6 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{4.4} \cdot 4 \cdot 10^{-3}} \\ &= 72(\Omega) \end{aligned} \quad (4)$$

この計算では  $C_f$  を無視しているのだから  $C$  は小さめに、 $Z_o$  は大きめに算出されてしまいます。この計算方法はいくらなんでも大雑把すぎるかもしれません。

### 3.3.3 Wheeler の式あるいはその変形

ほとんどのマイクロ波シミュレータ、伝送線路シミュレータ、ネット上のあちこちにある特性インピーダンス計算ツールは  $C_f$  を何かの近似式で計算しています。

多くの計算方法がありますが、オリジナルは H.A.Wheeler の方法です [6]。Wheeler の式とその改良版は、ちょっとした電卓やプログラムで計算でき、しかも実用的に十分な精度を得られるので、30 年以上に渡って使われてきました。<sup>\*5</sup>

一例として Web 上で見つけたあるサイトで  $\epsilon_r = 4.4$ ,  $h = 1.6\text{mm}$ ,  $w = 4\text{mm}$ ,  $t = 0.035$  とすると  $Z_o = 41.9\Omega$  となりました。

### 3.3.4 Sonnet 高周波電磁界シミュレータの計算方法

Sonnet は TEM 線路の特性インピーダンスを求めるために

- 図 1 のような特定の形状を前提としません
- pure TEM 線路と仮定しません。つまり式 (2) の関係も使いません
- Wheeler の方法による  $C_f$  の計算も使いません

Sonnet では、いかなる構造も第四分類の  $x, y, z \sim \lambda$  な構造とみなして解析し、その結果から、もしそれが第二分類の構造であれば正しいはずの特性インピーダンスを算出します [7][8]。もしその問題が第二分類とみなせない、従ってそもそも特性インピーダンスを定義できない構造であれば Sonnet が表示する特性インピーダンスはもはや意味がありません。

図 2 は Sonnet で計算した特性インピーダンスの一例です。0.01GHz から 3GHz 付近まで  $42\Omega$  一定です。これは Wheeler の式とほぼ一致しています。<sup>\*6</sup> 3GHz を超えると、Sonnet で計算した特性イ

<sup>\*5</sup> それでも電卓だけで Wheeler の式を計算するのはめんどいので、私は  $Z_o = 377 \cdot \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot (h+w)}$  あるいは  $Z_o = 377 \cdot \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot (t+h+w)}$  を良く使います。この方法を知っておくと、 $t, h, w$  が変化したときに  $Z_o$  がどれだけ変化するかを即断できます。

<sup>\*6</sup> 第二分類の pure TEM 線路の特性インピーダンスは理論的に周波数特性を持ちません。線路が細い、つまり

図 1 マイクロストリップ線路の単位長あたりのキャパシタンスは  $C_f$  と  $C_o$  に分けて考える

ンピーダンスは大きく変化し始め、この線路が第三分類の領域に入りかけていることがわかります。<sup>\*7</sup>

### 3.3.5 他の高周波電磁界シミュレータの計算方法

Sonnet 以外の電磁界シミュレータの場合はどうでしょう？

ある電磁界シミュレータは、第三分類の回路に対して様々な定義の特性インピーダンスを算出するものがあります。<sup>\*8</sup>

また別のある電磁界シミュレータは、線路を pure TEM 線路とみなした特性インピーダンスだけを出力します。

あるいは、特性インピーダンスの計算には電磁界シミュレーションをせず、Wheeler の式で計算するものもあります。

### 3.3.6 何を信じるべきか？

特性インピーダンスには色々な計算方法があって結果がすこしずつ違います。しかも長年無視されて

きた細かな問題に起因する食い違いもありそうです。いったいどれを信じればいいのでしょうか？

■安直な答え 最も現実的な答えは

“細かいことは気にするな”

です。線路が第二分類で動作しているならばどんな計算方法でも概ね一致します。もし、数%以下の精度を追求するならば、上記の様々な計算方法の違い、特性インピーダンスの定義の差を理解し、実際の構造がそれらに適切なのか？あるいはそもそも製造プロセスの精度がそれに見合っているのかも検討し直さなければなりません。<sup>\*9</sup> めんどいですね？それよりもっと大切な事を気にしましょう。

■一番大切な事 見た目の構造が TEM 線路であっても、波長との関係でそれが TEM 線路ではなくなった場合、意図しない結合、意図しない放射、激しい周波数特性、実装条件による不安定さ等が生じます。この状態ではもはや特性インピーダンスの概念は失われています。にもかかわらず、Wheeler の式や、ある種の測定器や、ある種のシミュレータは特性インピーダンスを表示します。つまり、その線路が TEM 線路 (第二分類) かどうかはエンジニアそれぞれが自分で判断しなければなりません。幸いそれは簡単です。

“線路の断面寸法は波長より十分短いか？”

これが線路を検討する上で最も大切な事です。

■損失が大きい場合は難しい Wheeler の式が常用されてきたこの 30 年間に一般的だった材料構造や、寸法では、電磁界解析と Wheeler の式の結果が大きく異なることはありませんでした。

ところが、この 5 年か 10 年の間に新しい線路構造が実用化されてきました。例えば

- 幅よりも厚い導体
- 損失の大きい半絶縁シリコン基板上の線路

図2 特性インピーダンス解析結果の一例  
波長の短い領域では特性インピーダンスは意味を持たない

$w \leq h$  な quasi TEM 線路ではゆるやかな周波数特性を持ちます。 $w = 4mm, h = 1.6mm$  のこの線路では周波数特性はほとんど平坦になります。

<sup>\*7</sup> 第三分類と第二分類の境界となる周波数は、第二分類で意識される線路の幅や基板の厚さでなく“周囲の状態”に強く依存します。それゆえ、第二分類の概念では“全く同一”と認識される構造が、実装されたり、第三分類のシミュレータで解析したりした場合には全く異なる振る舞いをする場合があります。

<sup>\*8</sup> 第三分類では特性インピーダンスを一義に定義できないので、いくつもの定義に基づいた結果を出します。計算過程の積分経路を使用者が指定できます。難しそうですね。

<sup>\*9</sup> 高精度の周波数フィルターでは特性インピーダンスの少しの偏差が減衰特性に大きな影響を与えます。それゆえ特性インピーダンスについて厳密な検討と高精度な解析が必要とされます。この高精度周波数フィルターは Sonnet が最も信頼され、使われている技術分野です。

- 損失の大きな印刷導体
- 単位長あたりの導体抵抗が  $50\Omega$  を遥かに超える線路

などです。これらの線路に pure TEM 線路の理論を適用するのは無理があります。この場合は電磁界シミュレータと実測に頼らなくてはなりません。ところが、電磁界シミュレータといえども損失の解析精度は決して十分ではないのです。

### 3.4 損失の計算法 (第二分類)

損失の計算は、それがたとえ確実に第二分類の線路だったとしても、特性インピーダンスにくらべてずっと厄介です。ここでは損失の計算法を大雑把に紹介します。そして、現代の計算法で無視されている重要な要素の幾つかを紹介します。損失に関してはシミュレータと実測の併用が必ず必要です。

#### 3.4.1 Incremental Inductance Rule

■pure TEM 線路の場合 誘電体損失は、 $\tan\delta$  から容易に求まります。導体損失は、Incremental Inductance Rule という方法で計算できます。それは、特性インピーダンス  $Z_0$  を  $h, t, w$  で偏微分して幾つか係数を乗じる方法です。

■quasi TEM 線路の場合 誘電体損失は、Wheeler の式で比誘電率  $\epsilon_r = 1$  とした場合と、実際の材料の  $\epsilon_r$  とした場合で単位長あたりのキャパシタンス  $C$  がどれほど変化するかを比べると分かります。導体損失は、Incremental Inductance Rule で求めます。

この方法には理論的にまずい点があります。そもそも本来は Incremental Inductance Rule を quasi TEM 線路に適用してはならないのです。

#### 3.4.2 電磁界シミュレータの場合

Sonnet も含め電磁界シミュレータの場合、いかなる構造も第四分類の  $x, y, z \sim \lambda$  な構造とみなして解析し、出口と入口のエネルギーの差から損失を計算します。とてもシンプルで理論的に正しい方法です。

しかし、導体モデルの取り扱いについては各シミュレータによって微妙な違いがあります。例えば Sonnet は直流からマイクロ波まで広帯域な導体

損失の変化を再現するモデルを使っていますが、多くの高周波用シミュレータでは直流での導体抵抗が  $0\Omega$  になる近似式を使っています。また、ある電磁界シミュレータでは導体に流れる電流を正確に再現できないものもあります。入力すべき設定項目があったとしても、そのパラメータが内部で適切に処理されているとは限りません。例えば Sonnet では導体厚さの取り扱いは “Normal” 導体モデルと “Thick Metal” 導体モデルで異なり、厚い導体では結果にも有意な差が現れます。

#### 3.4.3 他の無視できない要因

Incremental Inductance Rule も電磁界シミュレータの方法も導体損失に関して重要な多くの要因を無視しています。

■導体断面の角 導体断面は完全な長方形ではなく、角にはかならず丸みがあるはずですが、しかしどの電磁界シミュレータも角の丸みを考慮していません。もし角が完全な角であれば、導体頂点での電流密度と電界は無限大になり数値計算で取り扱うことができません。電磁界シミュレータは、有限な要素に分割することでこの矛盾を回避しています。このときの振る舞いは要素の大きさ次第で、悪く言えば成り行き任せなところがあります。でも、大した問題ではありません。何故なら導体断面の角  $R$  の大きさを把握している人は居ないし、それよりもっと悪いことがあるからです。

■導体表面の荒れ 導体表面は平滑ではありません。導体表面の荒れによって、導体抵抗率は平滑な導体の二倍まで上昇すると過去 60 年に渡って信じようとしてきました [9]。<sup>\*10</sup> また導体表面の荒れと側面の荒れの組み合わせで導体断面の角  $R$  が大きくバラつくはずですが、なんだか物凄く厄介ですが、これについて心配は無用です。なぜなら、もっと悪いことがあるからです。

<sup>\*10</sup> あらゆる伝送線路シミュレータとか、高周波シミュレータとか、高周波電磁界シミュレータがこの理論で粗さを処理しています。しかし特にこの 10 年 年にか現実とは合わないような疑問を感じるが増えてきました。Sonnet 社は、この理論を信じることができず、今のところは “粗さ” パラメータを完全に無視し、独自のモデル開発に取り組んでいます。



■**導体材料の変化** この10年程の間に金属粉末の印刷によるパターンニング法が急速に注目されるようになりました。このプロセスで製造された導体の直流での性質は測定できますが、高周波に対してはほとんど未知です。断面形状は長方形でなく、たぶん山形で、導体端部は角でなく、金属粒の密度が徐々に減ってゆくような構造になるでしょう。こんな構造に対する高周波の振る舞いはシミュレータであろうとなんでであろうといまのところお手上げです。

#### 3.4.4 測定と併用するしかない

泣き言ばかりをならべましたが、損失の解析精度を改善する努力は刻々と続けられています。例えば、Sonnetは数年前から誘電体の異方性モデルを実装し、数年以内に新しい表面粗さモデルを導入します[10]。現実のプロセスの数値を精密に評価する努力も続けられています。<sup>\*11</sup>にもかかわらず、導体損失の絶対値をシミュレータだけで把握することは現実的ではありません。

測定はシミュレーションに比べるとずっと難しいです。精密な測定は専門家中の専門家にしかできない仕事と言えます[11]。それでもなお、現実的な精度で測定とシミュレーションの傾向を比べて折り合いをつけていかねばならないでしょう。[12]。

#### 3.5 伝送モード(第二分類)

高周波での“モード”という言葉には複雑で広範な意味があって理解し難い概念の一つです。無理に理解する必要はありません。それよりも大切なのは理解できない伝送モードから逃げ、うっかり関わってしまったときすぐ気付くことです。この文書では第二分類の線路、つまりTEM線路の伝送“モード”についてだけすこし説明します。そして、それ以外の“モード”をうっかり作ってしまう代表的な事例を紹介します。<sup>\*12</sup>

#### 3.5.1 線の数と伝送モード

ここまで説明したTEM線路の断面には

- 信号線と
- いわゆるグラウンド

の二つの導体がありました。導体が二本なら、そこを通じて伝送される信号はひとつです。<sup>\*13</sup>

ところが図3(下図)のように、導体が三本になると二つの信号を伝送できます。つまり伝送モードが二つあります。

#### ■一番大切なこと

“線路の断面寸法は波長より十分短いか?”

これが線路を検討するうえで最も大切なことでした。図3のそれぞれの伝送モードについて、それを検討してください。波長を忘れずに意識していれば判断できるはずですが、線路の断面寸法が波長に対して無視できなければその部分は第三分類以上の構造です。そこではオームの法則も伝送線路理論も、インピーダンスの概念も通用しない厄介な“モード”が生じる可能性があります。

“線路の断面寸法は波長より十分短いか?”

$N$ 本の線があれば、 $N - 1$ 回これを気にしてください。

<sup>\*11</sup> Sonnetは第二、第三分類の回路の導体損失を最も精密に再現する電磁界シミュレータです。にもかかわらず、金属粉末導体に対する絶対精度は不十分です。

<sup>\*12</sup> TEM線路の伝送モード以外の“モード”つまり“非TEMモード”こそ、第一、第二分類の回路設計者を悩ます謎の高周波に他なりません。第三分類以上の回路には無限の“非TEMモード”があります。高周波技術者は、そのうちほんの二つか三つだけを設計上考慮し、それ以

図3 二本の線ならひとつ、三本の線なら二つ、 $N$ 本の線なら $N - 1$ 種類の信号を伝送できる

外のモードから逃げます。彼らは、それにうっかり関わると手がつけれない事を知っているのです。

<sup>\*13</sup> もちろん時分割とか変調の工夫は無しとして

■**伝送モードの呼び名** 二つの信号には、その時々  
の都合や分野によって色々な名前がつけられます。  
高速伝送が好きな方は common と diff 伝送モード  
と呼ぶでしょう。高周波の人々は even/odd モード  
と呼びます。電力系の人々はもしかすると Y 結線 Δ  
結線 と呼ぶかもしれません。N 本の導体があれば、  
N - 1 個の信号を送送できます。N - 1 個のモード  
の中には、呼名もないし、誰も気づかないモードが  
たくさんあります。

### 3.5.2 忘れられたモード

もう一度図 3 を見てください。線は何本ですか？  
二本？三本？図 3 では右から左に向かって五本の  
線があります。つまり伝送モードは 4 つあるはず  
です。

それだけでいいですか？電線は宇宙空間に存在するの  
でなく、実験室や筐体の中や、基板の上にあるはず  
です。図には描かれていなくてもそういった広い導  
体、多くはグランドと呼ばれる導体があるはず  
です。それもいれると断面中の導体は六本、伝送モ  
ードは図 4 のように五つです。

■**一番大切なこと** さあ、忘れられていた伝送モ  
ードについても

“線路の断面寸法は波長より十分短いかな？”

をチェックしてください。忘れられていた伝送モ  
ードを伝える二本の導体は離れている場合が多い  
です。どんなに距離が離れていても、波長がもっと長

ければ怖くありません。波長が短ければその部分  
は第三分類以上の構造です。そこではオームの法則  
も伝送線路理論も、インピーダンスの概念も通用  
しない厄介な“モード”が生じる可能性があります。

判定の基準はいつも波長です。

### 3.5.3 一本なのに二本

もう一つ例を上げます。図 5 は金属の箱です。導  
体は幾つですか？

金属の箱はパイプ状の一本で、図には描かれてい  
なくてもグランド導体があるからあわせて二本！伝  
送モードはひとつ。

いいえ！

■**一番大切なこと**

“線路の断面寸法は波長より十分短いかな？”

金属箱と図には描かれていない導体の距離だけで  
なく、金属箱の断面寸法もチェックしてください。金  
属箱の断面寸法がもし波長に対して無視できない  
なら、金属箱自体が第三分類以上の構造で、そこ  
にはオームの法則も伝送線路理論も、インピー  
ダンスの概念も通用しない厄介な“モード”が  
生じます。

例えば図 5 で、箱の幅が波長の半分以上なら箱  
の上下の導体はあたかも二本の独立した導体の  
様に振る舞い、図 5 のように信号を伝えることが  
でき

図 4 グランドも含めて六本の線があれば五つの  
信号を送送できる

図 5 金属箱、たとえ上下が導通していても幅が  
半波長以上なら上下の導体は独立した導線の  
様に振る舞う

ます。

判定の基準はいつも波長です。

## 4 放射と波長の関係

回路やアンテナから電波が放射するのかわからないのか？これも波長を知っていれば容易に判定できます。最初に回路分類それぞれの放射の性質を説明し、放射しては困るのに放射してしまう例、次に放射させたいのに放射が弱い例を紹介します。

### 4.1 回路分類ごとの放射

図 6 には、半径  $a = 3(mm)$  のリング状導体に  $3(mA)$  の電流が流れた場合の  $3m$  離れた点での電界強度の計算値を示しています。<sup>\*14</sup>

図 6 を三つの領域に分けて放射の性質を理解してください。ここでも基準は波長です。

**第一，第二分類**  $a/\lambda$  が概ね 0.1 以下の範囲です。波長が  $1/10$  になると、放射は 10000 倍になります。あるいは電流経路の大きさを  $1/10$  にすると、放射は  $1/10000$  になります。放射方向は一定です。

**第三，第四分類**  $a/\lambda$  が概ね 0.1 から 1 程度の範囲

です。放射レベルは大きく、波長や電流経路に対する変化が単調ではありません。放射方向とレベルは波長や電流経路の大きさによって変化します。注意深く設計すればそれらを制御することができそうです。

**第五分類以上**  $a/\lambda$  が 1 以上です。放射レベルは大きく、波長や電流経路に対する変化が単調ではありません。放射方向とレベルは波長や電流経路の大きさによって激しく変化します。変化はあまりに急峻で設計上制御することはほとんど無理に見えます。

同じことを言い換えてみましょう

**第一，第二分類** 一般的な回路構造です。小型化により放射は劇的に減少します。

**第三，第四分類** 一般的なアンテナです。寸法構造に依存して放射を極大にしたり、特定の方向に放射しないように制御できます。少しくらいなら小型化しても放射レベルはあまり下がりにません。

**第五分類以上** フェーズドアレイアンテナや準光学系アンテナに相当します。あるいは、室内や街路での電波強度の分布もこの分類です。伝搬、反射、回折、干渉縞など光学的な概念が必要です。

電流経路の形状がリング状であろうと、他の形であろうと、この三つの分類と性質は共通です。

### 4.2 不要放射

では、上記のリング状導体からの放射の性質と現実に出会う回路構造とどのように結びつけて考えればよいのでしょうか？まず放射させたくないのに放射してしまう例を紹介します。

#### 4.2.1 マイクロストリップ線路 (第二分類)

図 7 にはマイクロストリップ線路の場合の電流経路とそれを図 6 のリング状導体に置き換える様子を示しています。リング状導体の大きさはマイクロストリップ線路の基板厚  $h$  で決まることが直感的にわかります。

したがって、マイクロストリップ線路の放射は、

図 6 半径  $a = 3(mm)$  のリング状導体に  $I = 3(mA)$  の電流が流れた場合の  $r = 3m$  離れた点での電界強度  $a/\lambda$  により概ね 3 つの領域に分かれる。

<sup>\*14</sup> 文献 [13] “6-6 far-field patterns of circular loop antennas with uniform current.” より  $E_\phi = \frac{60 \cdot \pi \cdot C_\lambda \cdot I}{r} J_1(C_\lambda \cdot \sin \theta)$

図 6 の  $a$  を 基板厚  $h$  と置き換えたものになります。つまり基板厚  $h$  が  $h \ll \lambda$  の範囲では波長が  $1/10$  になると放射は 10000 倍になります。逆に  $h$  を  $1/10$  にすれば放射は  $1/10000$  になります。

#### 4.2.2 コプレナ線路 (第二分類)

図 8 にはコプレナ線路の電流経路とそれを図 6 のリング状導体に置き換える様子を示しています。

都合の良いことに、コプレナ線路の両側に分布するリング状導体は互いに電流方向が逆なので、お互いの放射を打ち消し合います。つまりコプレナ線路からの放射レベルはとて小さいことが期待されます。

ところが、期待は裏切られることが多いのです。

#### 4.2.3 コプレナ線路のスロットモード (第二分類)

コプレナ線路には、(1) 信号線 (2) 左のグランド導体 (3) 右のグランド導体 と 3 本の導体があります。とすると、“3.5 伝送モード” で説明したように 2 つの伝送モードがあります。ひとつは 上で説明した コプレナモード、忘れられたモードは スロットモード と呼ばれます。

図 9 にスロットモードの電流経路とリング状導体への置き換えの様子を示します。

スロットモードの放射レベルは  $2 \cdot s + w$  に依存

します。ここに  $s$  はコプレナ線路の信号線と左右のグランド導体の間隔、 $w$  は信号線の幅です。これはしばしば大きな寸法になります。またコプレナモードの場合と違って放射を打ち消してくれるものもありません。

スロットモードを無くすには図 10 のようにスロットモードの電流を短絡します。短絡する導体と

図 8 コプレナ線路の電流経路 (上) と等価なリング状導体 (下)  
放射はとて小さい... ことが期待される

図 7 マイクロストリップ線路の電流経路 (上) と等価なリング状導体 (下)  
放射は  $h$  に依存する

図 9 コプレナ線路スロットモードの電流経路 (上) と等価なリング状導体 (下)  
放射は  $2 \cdot s + w$  に依存する。

してボンディングワイヤやビアホールが使われま  
す。短絡する間隔はもちろん波長より十分短くなけ  
ればなりません。<sup>\*15</sup>

#### 4.2.4 差動線路 (第二分類)

図 11 に差動線路の電流経路とリング状導体への  
置き換えの様子を示します。差動線路からの放射は  
線路の間隔  $s$  と波長  $\lambda$  の比に依存します。 $s$  は小  
さく作ることが容易なので、差動線路からの放射は  
シールド構造を設けなくても小さいことが期待され  
ます。

ところがこの期待も裏切られます。

#### 4.2.5 差動線路のコモンモード (第三分類以上)

差動線路構造の導体は二本ですが、“3.5.2 忘れら  
れたモード” で説明したように他に“グラウンド”と  
呼ばれる導体があるはずで、それゆえ差動線路に  
2つの伝送モードがあります。意図して使われる差

動モードと、意図しない嫌われ者“コモンモード”  
です。

図 12 にコモンモードの電流経路とリング状導体  
への置き換えの様子を示します。

コモンモードの放射はグラウンドまでの距離  $h$  と  
波長  $\lambda$  の比に依存します。 $h$  は差動線路の間隔  $s$  よ  
りずっと大きいことが多いので、コモンモードから  
の放射もずっと大きくなります。 $h$  が  $s$  の 10 倍大  
きければ、放射は 10000 倍にもなるのです。

グラウンドが、基板のベタや、金属筐体とは限りま  
せん。机や、床や、壁や天井が“グラウンド”かもし  
れません。その場合問題はもっと厄介なことになり  
ます。なにしろ

“線路の断面寸法が波長より大きい”

からです。もはや“コモンモード”どころか、  
“TEM モード”ですらないし、モードの数も飛躍的  
に増えます。図 6 では右端の領域です。放射レベル  
と放射方向は波長やちょっとした周囲の物体の配置  
でころころと変化します。

#### 4.3 不十分な放射

不要放射とは逆に、電波を積極的に放射あるいは  
受信するアンテナの例を紹介します。

##### 4.3.1 小さなアンテナ (第一分類)

アンテナも他のあらゆる電子機器と同じく小型化  
を要求されます。アンテナを小型化する手段は大き  
く二つしかありません。

- キャパシタンス分を増やす

図 10 コプレナ線路スロットモードの電流経路を  
短絡する対策の一例

図 11 差動線路の電流経路 (左) と等価なリング  
状導体 (右)

<sup>\*15</sup> コプレナ線路構造について説明するほとんどの図で、こ  
のスロットモード対策構造を省略されています。スロッ  
トモード対策のないコプレナ線路は、放射が大きいだけ  
でなく、スロットモードとコプレナモードの干渉により複雑  
な周波数特性を持ち、期待通りの働きをしないでしょう。

図 12 差動線路コモンモードの電流経路 (左) と  
等価なリング状導体 (右)  
放射は  $h$  に依存する

- インダクタンス分を増やす

これを具体的に実現する三つの手法があります。

- アンテナの端部を太く、根元を細くする
- キャパシタやインダクタを外部に付け加える
- 誘電体や磁性体をアンテナ導体の近くに配置する

小型アンテナはこれらの手段のどれか、あるいは組み合わせで実現されます。

図 13 は、アンテナの構造を工夫して、キャパシタンス分を増やしたアンテナとインダクタンス分を増やしたアンテナの例です。電流経路がわかれば、そこから放射レベルも放射パターンもわかります。アンテナの小型化とは電流経路の小型化にほかならず、電流経路の大きさが  $0.1 \cdot \lambda$  以下の領域では、 $1/10$  の小型化は放射を  $1/10000$  にしてしまいます。<sup>\*16</sup>

これではアンテナとして使い物になりそうにありません。にもかかわらず、とりあえず作ったり、小型アンテナのサンプルを取り付けてみるとなんとか通信できることは多いです。理屈が通用しない何かがあるのでしょうか？

図 13 (左) キャパシタを増やした小型アンテナ  
(右) インダクタを増やした小型アンテナとその等価なリング状導体

アンテナの小型化はリング状導体を小型化し、放射を減らす

<sup>\*16</sup> 小型アンテナの性能を  $SWR$  とか反射係数で評価することは大きな間違いです。反射係数はアンテナと外部回路との接続の良し悪しを評価するパラメータであって、アンテナの本質的な性能とは関係ありません。大きさが 0 の (つまり全く放射しない) アンテナの “ようなもの” です。理論的に  $SWR = 1$  を実現できます。

#### 4.3.2 測定環境での小型アンテナ (測定時第四分類, 稼動時第一分類)

図 4 を思い出してください。線路の断面に導体が何本あるか数えるときに、“実験室の床や筐体のグラウンド” も数えましたね。そして図 14 を見てください。アンテナを測定するときに、アンテナと測定器を接続するケーブルには導体が三本あります。そして伝送モードは二つあります。ひとつは同軸ケーブルの中を伝わる同軸モード、もうひとつは同軸ケーブルの外皮とグラウンドの間を伝わるモード。名前がないので仮に “外皮モード” とでも呼びましょう。外皮モードの電流経路は、小型アンテナ自身の電流経路より遥かに大きいので、ちょっとした電流が流れても小型アンテナからの放射より大きな放射をしてくれます。この現象の故に、小型アンテナの評価や測定は非常に困難です。<sup>\*17</sup>

外皮モードは測定器との接続の場合だけでなく、アンテナと無線基板を結ぶ同軸や、無線基板と外部装置をつなぐインターフェースケーブルにも起こります。

#### 4.3.3 パッチアンテナ (第三分類)

パッチアンテナはその薄い形状とプリント基板上で他の回路と同時に製造し易い “印象” があるので

図 14 アンテナ測定ケーブルに流れる電流とその等価なリング状導体

アンテナよりもケーブルからの放射が大きい場合がある

<sup>\*17</sup> もちろんアンテナを専門に研究する人々は実験の時に外皮モードの有無を厳密に調べ検証し、その都度対策を施してから測定にとりかかります。

よく使われます。ところが、これは“印象”に過ぎません。

図 15 は、パッチアンテナの電流経路と、それと等価なリング状導体を示します。この図から解るようにパッチアンテナの放射は基板厚  $h$  に依存します。 $h$  は通常  $\lambda/64 \sim \lambda/16$  程度に選ばれます。つまりパッチアンテナは図 6 の中央やや右あたり、アンテナとしては放射が比較的弱い領域で設計されます。それゆえパッチアンテナには、放射効率の悪さや帯域幅の狭さなどの問題が常につきまといま

す。基板厚  $h$  を厚くすれば、それらの問題は改善しますが、パッチアンテナに接続するマイクロストリップ線路からの不要放射も大きくなり、それがパッチアンテナの放射と干渉します。<sup>\*18</sup>

逆に基板厚  $h$  を薄くすると、接続する線路からの放射は減りますが、パッチアンテナからの放射も減ります。線路からの不要放射をなくしながら、しかもパッチアンテナの放射を大きくすることはできません。

つまり一枚のプリント基板上にパッチアンテナと他の回路と同時に製造するという考えには無理があります。

## 5 不要結合と波長の関係

“4 放射と波長の関係”では波長に比べて遠方まで影響を及ぼす電波の放射について説明しました。ここでは、プリント基板上のパターンとか部品同士の影響の様に近い距離の影響について説明します。

### 5.1 距離と結合量（～第二分類）

ここでは、すべてが波長  $\lambda$  よりずっと小さい場合を説明します。図 16 は波長に比べてとても小さいリング状導体の結合係数を計算したグラフです。リング状導体の間の距離  $d$  が半径  $a$  より大きい  $d > a$  の領域では結合係数  $k$  は距離を離すことで急激に低下します。例えば  $d$  を 10 倍遠く離すと、結合係数  $k$  はなんと  $1/1000000$  に低下します。 $d < a$  の領域では結合量は非常に大きく、少しくらい距離を

<sup>\*18</sup> また、 $h \geq \lambda/8$  あたりからはパッチアンテナの設計理論が通用しなくなってきます。パッチアンテナでは無い別のアンテナの動作をし始めるのです。

離しても結合量はあまり減りません。いずれにせよここでは

“近ければ結合が強い、遠ければ弱い”

という常識が通用します。

### 5.1.1 部品の結合（第一分類）

部品の内部の構造がわかれば、等価なリング状導体の大きさも分かりますが、部品の内部構造を調べるのは容易ではありません。そこで図 17 のように、

図 15 パッチアンテナの電流経路とリング状導体放射は  $h$  に依存するが、比較的放射の弱い領域に  $h$  が設定される

図 16 半径  $a \ll \lambda$  な二つのリング状導体の距離と結合係数の関係

$d/a \geq 1$  の領域では距離  $d$  を 10 倍離すと結合係数は  $1/1000000$  になる。

部品の大きさと同程度以上の距離を保てば、部品同士の不要結合を心配する必要はないでしょう。

もし、それで問題が起こった時は、距離を倍にただけで大きく改善するはずです。

“近ければ結合が強い、遠ければ弱い”

のですから、どうすればどうなるかが直感的に予測できます。

### 5.1.2 線路の結合 (第二分類)

図7にはマイクロストリップ線路、図8にはコプレナ線路、図11には差動線路の等価なリング状導体を示しました。線路同士の不要結合もこのリング状導体に依存します。線路同士の間隔がリング状導体の大きさよりも遠ければ、線路同士の結合量はとても小さくなります。しかし図9のコプレナ線路のスロットモード、図12の差動線路のコモンモードを忘れないでください。この場合のリング状導体はとても大きく、思いもよらぬ遠方と不要結合を起こすかもしれません。

### 5.1.3 大きな部材の影響 (第一分類)

シールドボックス、筐体、基板の端部、モジュール部品などのすぐ近くに配線やチップ部品を配置してもよいのでしょうか？

モジュール部品などの大きな部材の内部のリング状導体を正確に知ることはできませんから、最悪の場合としてその部材の外形一杯にリング状に電流が流れると想定しましょう。とすれば、モジュール部品もその周辺のチップ部品もお互いの外形寸法と同

図17 部品の大きさ一杯のリング状導体を想定して配置しておけば問題は起こりにくい

程度の間隔を確保しておけば、互いの不要結合は深刻なものにはならないでしょう。(図17)

シールドケースや機構部品などの大きな金属の近傍や基板のエッジすれすれに線路や部品を配置する場合、その線路や部品のリング状導体と同程度の距離だけ離しておけばよいでしょう。

実装密度をギリギリまで詰めたい場合、上記の基準より部品の間隔を詰めたくなるでしょう。そんなときは図16を思い出して、そして踏みとどまってください。 $d/a = 1$ を境にリスクは一気に高まるのです。

### 5.2 遠くても結合が強い場合 (第三, 第四分類)

図16に示す距離と結合の関係は、 $a \ll \lambda$ の場合、即ち図6の左半分の領域での議論でした。

しかし図6の右半分、つまり波長 $\lambda$ に対して無視できない大きさの何かがある場合は

“近ければ結合が強い、遠ければ弱い”

という常識は通用しなくなります。

### 5.2.1 筐体の共振 (第四分類)

金属の筐体やシールドボックスで回路を包んだ場合、もしその大きさが波長 $\lambda$ に比べて無視できない大きさなら複雑なことが起こります。図5で説明したように、金属で完全に取り囲んだはずなのに、その金属箱があたかも複数の導線でできた伝送線路の様に振舞うことがあります。このときの現象は非常に複雑で、例えば図18の様に近くの結合 $C-D$ より遠くの結合 $A-B$ の方が強いという現象も起こります。

この現象を避けるには、“金属箱を細かい小部屋に分割する”しかありません。この理由から、高周波用の筐体は小部屋に分割された構造にしておくのが安全です。大きなひとつのシールドボックスにしていると、後で奇妙な現象に悩まされることになります。

### 5.2.2 グランドバウンス (第三分類)

よく似た現象が、プリント基板に内層されたグラウンドプレーンと電源プレーン間で起こります。もしその領域の大きさが波長 $\lambda$ に比べて無視できない大きさになると“グラウンド”とか“電源”の導体



の高周波的な電位は複雑に分布し例えば図 19 の様に線路 A が近くの線路 B より遠くの線路 C の影響を受けるといふ現象が起こります。

この現象を避けるには、“上下の導体を波長より十分短い間隔で短絡する”しかありません。短絡と言っても電源とグランドを短絡できませんから、高周波に対してだけキャパシタで接続します。キャパシタのインピーダンスが低い周波数領域は限られているので、様々な容量のキャパシタを組み合わせなければなりません。

図 18 大きな金属箱の中では、遠く離れた部品 A-B の結合は隣接する部品 C-D の結合より強い... という現象が起こる

図 19 大きな金属板に挟まれた場合、線路 A は線路 B よりも線路 C からの影響を強く受ける... かもしれない。

## 6 おわりに

高周波に悩まされる人は多く、多くの知見や資料、測定器や可視化ツールがあふれています。この文書は、それらがどんな場合に使えるのか?を見抜く方法を説明しました。

### 6.1 波長 波長 波長いつも波長を忘れずに!

#### ■一番大切なことは

波長を知ることです。

#### ■二番目に

- 電線の本数 +1 の伝送モード
- 波長より幅の広い電線は複数本

ということを知ってください。そうすれば見えない“何か?”の大きさを波長と比べることができます。

#### ■三番目に

逃げましょう。

多数の via, 多数のスタッド, 多数のパスコンなどが大きな“何か?”を安全な小さな部分に分割し、危険な“何か”から逃げる手段です。目先のコストにとらわれてそれらを省略したり、ギリギリの対策で済ませて波長と同程度の大きさの物の裏をかこうとは考えない方がいいでしょう。

#### ■高周波が専門の人も

逃げるが勝ちです。

多数の via, 多数のスタッド, 複雑な小部屋に別れたシールドケースが危険から逃げる手段です。目先のコストにとらわれてそれらを省略すれば、量産ラインで電波吸収材を後付けするコストと、同時に回路のパフォーマンス低下に見まわれます。<sup>\*19</sup>

しかし高周波が専門の人は、ギリギリの線を見極めたり、積極的に第四分類の電波の裏をかく設計も求められるでしょう。そのためには、シミュレータに頼らず、目を閉じて電界磁界が脳裏に浮かぶレベ

<sup>\*19</sup> 電波吸収材は第三分類以上の現象を設計後になんとかする有効な手段ですが、多かれ少なかれ本来の回路のパフォーマンスを低下させます。

ルが必要です。この文書をきっかけに第三，第四分類の振る舞いを勉強してください。

## 6.2 この文書の最新版

この文書の最新版は <http://www.Sonnet.Site/support/tips/rfbasics.pdf> に置きます。

## 参考文献

- [1] 三好旦六，大越孝敬，平面回路，オーム社，1975.
- [2] 石飛徳昌，“Sonnet による磁気トランスの解析，” 2010. [http://www.SonnetSoftware.co.jp/support/tips/magnetic\\_transformer.pdf](http://www.SonnetSoftware.co.jp/support/tips/magnetic_transformer.pdf)
- [3] A. Nakabayashi，“Spice3f5 マニュアル，” 2002. <http://ayumi.cava.jp/audio/spiceman.pdf>
- [4] L.W. Nagel，“Spice2: A computer program to simulate semiconductor circuits,” PhD thesis, EECS Department, University of California, Berkeley, 1975. <http://www2.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/1975/9602.html>
- [5] 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.
- [6] H.A. Wheeler，“Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane,” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.25, no.8, pp.631–647, aug 1977.
- [7] J.C. Rautio，“A new definition of characteristic impedance,” Microwave Symposium Digest, 1991., IEEE MTT-S International, pp.761–764vol.2, jul 1991. <http://www.sonnetsoftware.com/resources/technical-references-sonnet.html>
- [8] J.C. Rautio，“An ultra-high precision benchmark for validation of planar electromagnetic analyses,” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.42, no.11, pp.2046–2050, nov 1994. <http://www.sonnetsoftware.com/resources/technical-references-sonnet.html>
- [9] S.P. Morgan，“Effect of surface roughness on eddy current losses at microwave frequencies,” Journal of Applied Physics, vol.20, no.4, pp.352–362, apr 1949.
- [10] A.F. Horn, J.W. Reynolds, and J.C. Rautio，“Conductor profile effects on the propagation constant of microstrip transmission lines,” Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International, pp.868–871, may 2010.
- [11] 吉富了平，小林禧夫，馬 哲旺，“C-2-122 ar1000 基板を用いたマイクロストリップ線路の伝搬定数の実験的検討 (c-2. マイクロ波c(マイクロ波・ミリ波応用装置), 一般セッション),” 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集, vol.2009, no.1, p.150, 2009-09-01.
- [12] 石飛徳昌，“単一の製法で製作した試料による基板材料の誘電体損失と導体損失の測定 (マイクロ波シミュレータ, マイクロ波シミュレータ, ミリ波技術, 一般),” 電子情報通信学会技術研究報告. MW, マイクロ波, vol.107, no.208, pp.35–38, 2007-08-29. <http://ci.nii.ac.jp/naid/110006421158/>
- [13] J.D. Kraus, R.J. Marhefka, and B.A. Munk, Antennas : for all applications, 2nd edition, McGraw-Hill, 1988.