

デジタルエンジニアへ向けた バーチャルネットワークアナライザ Genesys 周波数軸解析入門

オシロスコープとネットワークアナライザ
矩形波の周波数振幅・位相特性
基板特性と伝送特性



はじめに

伝送路を時間軸ベースで解析する場合、TDR、オシロスコープなどを利用して測定することが、伝送路デバッグにおける最初のアプローチになると思います。ただ、いつもエンジニアを悩ませるのは、「試作した伝送路のインピーダンス特性は本当に 50Ω ?」とか「どの程度のクロック周波数を通すことができるのか?」などだとも思います。開発スピードが速くなっている近年、試作と実測を繰り返す時間的余裕もありません。

そこで、基板作成に入る前にクリティカルパスの伝送路特性を何とか調べ、少しでも性能の良い特性を得たいと思うことが多々あると思います。

近年、「シグナルインテグリティ」という名の下に、弊社も含め各計測器会社でネットワークアナライザを利用した伝送特性解析のソリューションを展開していますが、周波数軸測定、特に S

パラメータにあまりなじみのない場合には、初めはどうしてもとっつきにくく感じられてしまうかもしれません。

本アプリケーションノートでは、このような悩みをもたれているデジタルエンジニアの方々へ、Agilent のエントリー EDA である Genesys を利用して、ネットワークアナライザを PC 上のバーチャルな世界に展開し、これから実装しようとしている伝送線路をバーチャルに「測定」し周波数特性を比較的簡単に算出する方法を

オシロスコープ、ネットワークアナライザの違い

時間軸、周波数軸の情報の違いを交えてご紹介したいと思います。バーチャルな世界なので、校正も必要ありませんし、**実装前に基板の特性を好きなように変化（チューニングと呼ぶ）**させることが可能で、どのパラメータが伝送特性によく関係しているの

か視覚的に理解することが可能です。

本アプリケーションノートでは、数式導出など詳細は専門の技術文献に委ね、理解しやすいように、感覚的な表現を恣意的に用いました。厳密性を欠いていることをご了承ください。

また、Genesys の基本操作についてはこのアプリケーションノートでは触れておりません。

基板と基板特性を表すパラメータ

信号を通す伝送路は、同軸、PCB(Printed Circuit Board)であつても、何らかの部材に実装されているため、伝送特性は、この部材の影響を大きく受けます。

一方、最近の設計フローでは、①回路入力②レイアウト作成（アートワーク）③PCB 製造、アセンブリが完全に分業化され、特に②③はアウトソースされている場合が多くなってきており、回路設計者が身近に感じる事ができなくなっているように思えます。

ここでは、②③（図 1）と、物理的に伝送線路特性を決める基板特性のパラメータについて簡単にご紹介します。

基板ができるまで¹

回路設計を行った後、回路結線・トレース属性情報（電源/グランド/信号など）と BOM(Bill Of Material: デジグネータと部品表)、回路コメント（低速制御用、高速デジタル伝送路、高精度アナログ信号、 50Ω インピーダンス制御、シルク印刷・・・）などをレイアウト設計を行うアートワーカーに電子情報で送

¹ このプロセスは、各社毎、また部署毎で異なると思いますが、筆者の経験と文献[2][3]を参考に、一般的な話としてまとめました。

①全体スケジュール

マーケティングからうけた顧客要求仕様→コスト、評価、実製品仕様、故障診断方法、環境試験、操作方法、インストール方法など

②回路入力

③アートワーク

④PCB

⑤PCB+アセンブリ

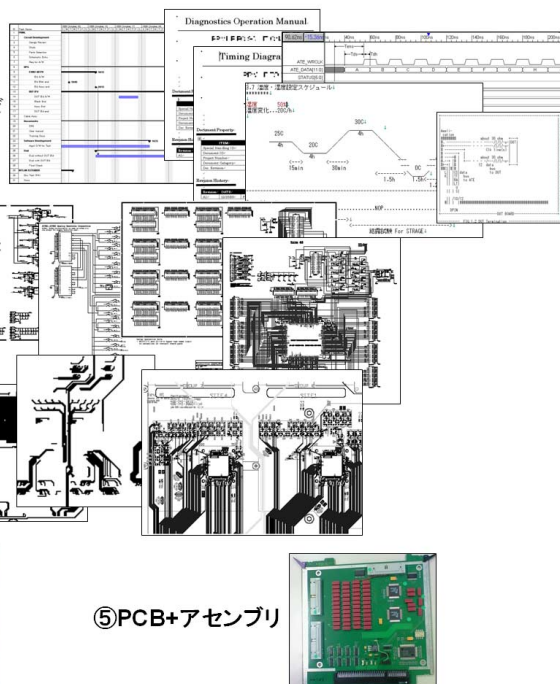


図1 基板ができるまで



Agilent Technologies

ります。アートワーカーとミーティングを持ち、層構成、基板素材を決めます。層数と BOM の部品点数、ピン数から配置配線量が見積もれますので、アートワーカーの工数が決まってきます。ボードの大きさは初めから決まっているはずなので、実装密度から VIA などピン間配線の難易度も把握できます。

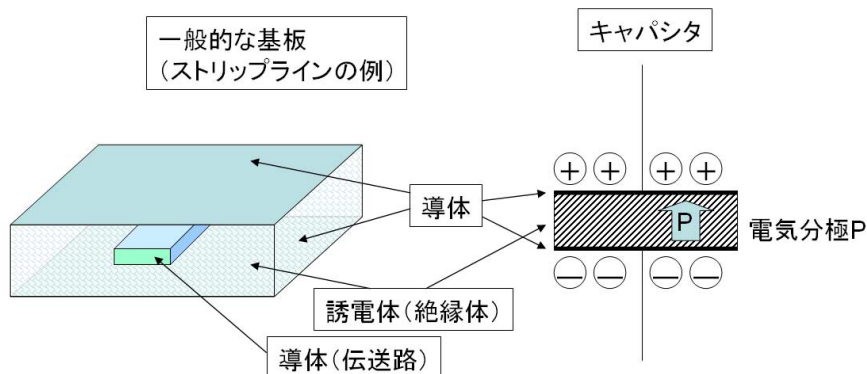
ここから PCBCAD を利用した基板設計が始まります。

1. **レイアウト設計** (アートワーカーによる配置配線[これに一番工数がかかる]、DRC(Design Rule Check))
2. 回路設計者による**レイアウトチェック** (PC 上で閲覧できますが、コメントが書きやすいので、大型プロッタでプレーン以外の層を出力し、ライトテーブルを使ってチェックします。電源→グランド(デジタル/アナログを分けた場合の 1 点アースポイントなど) → 重要な信号とその電流リターンパス、IC コントロールラインの順に見ます。)
3. **CAM**(Computer Aided Manufacturing) **アウト**
4. **ブランク [PCB] 作成**(フォトマスク作成、VIA・部品レジスト処理、ドリル、ボード切り出し)
5. **アセンブリ** (アセンブリマウンタ用意、ペーストマスク、リフロー、手作業[手載せ半田、手配線]、X 線検査)

また、メッキ処理の方法 (金メッキなど)、インピーダンスコントロールの精度 ($\pm 5\%$ 、 10% ...) などによって、ブランクボードの製造されるリードタイムが変わってきます。

並行して**メカ部分** (シールドケース、メカシルク印刷) などでも作業が行われることもあり、その場合は基板の形状、穴位置などは PCBCAD と、メカ CAD と共有されます。

このように、多くの工程と時間・手間がかかり、最終的にコストに跳ね返ってきます。ゆえに、**1 回でも基板の改版回数を減らすことが、コスト・時間削減につながってくるわけ**です。



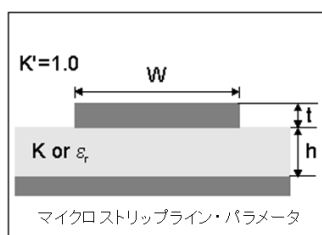
導体と誘電体(絶縁体)の違い[定性的]

導体 ----- (静)電界が入れない→電位差が発生しない

誘電体(絶縁体)---(静)電界の発生→電気分極→分極電荷の発生→電位差発生

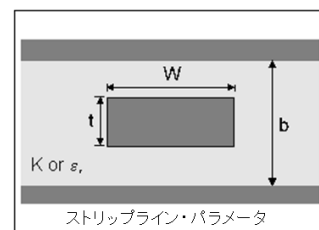
図2 導体と誘電体

マイクロストリップライン形状断面(表層)

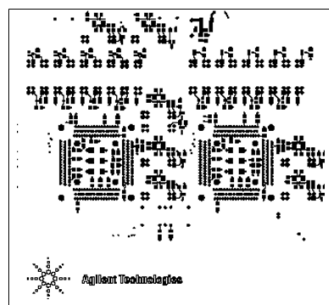


マイクロストリップライン・パラメータ

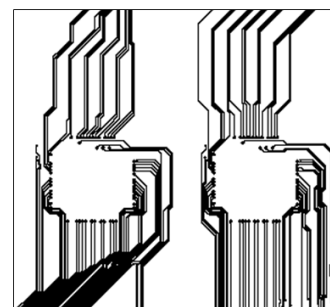
ストリップライン形状断面(内層)



ストリップライン・パラメータ



表層レイアウト例



内層レイアウト例

図3 外層・内層と伝送線路物理形状

そこで、製品基板を起こす前に、回路のコア部分だけの特性評価を行う試作基板を作ります。

筆者は、評価基板をフェノール素材に銅箔が両面についたものを必要な大きさに糸鋸で切り、経験からインピーダンスと線路幅を割り出し、カッターと半田ごての熱でパターンを切って、部品特性の評価をしていたことを覚えています。

基板特性パラメータ

基板は図 2 のように、**導体と絶縁体の基盤材**でできています。キャパシタのような構造をとっているの、基板材のことを**誘電体**とよびます。誘電体は周波数特性をもちます。(詳細は参考文献[9]参照)

- ϵ_r
(比誘電率、空気の誘電率との比。定義より、空気の(比)誘電率は1)
 - $\tan \delta$
(タンデル：誘電正接、図 x のコンダクタンス G と関連あり)
 - 導体の抵抗率[もしくは導電率]
(Genesys の場合、銅との非抵抗率)
 - 導体の幅
 - 誘電体厚み
- [これらの具体的な参考値は表 2 をご覧ください]

表 1 基板特性の基本パラメータ

比誘電率 ϵ_r		誘電正接 $\tan \delta$	
材質	比誘電率	材質	誘電正接 @ 100MHz @ 10GHz
Air	1.0	Air	0.0 0.0
Alumina, 99.5%	10	Alumina, 99.5%	1E-4 1E-4
G10/FR4 Epoxy glass	4.8 (varie)	G10 Epoxy glass	8E-3 No Data
PolyEthylene, DE-3401	2.26	Nylon	2E-2 1.2E-2
Polyhexamethyleneadipamide (Nylon)	2.9	PolyEthylene, DE-3401	2E-4 3.1E-4
Polyolefin, irradiated	2.32	Polyolefin, irradiated	3E-4 3E-4
Polystyrene	2.53	Polystyrene	1E-4 3.3E-4
Polystyrene, cross linked	2.53	Polystyrene, cross linked	2E-4 7E-4
Polystyrene, glassed cross linked	2.62	Polystyrene, glass microfiber	4E-4 2E-3
PolyTetraFluoroEthylene (Teflon)	2.10	Polyvinyl formal (Formvar)	1.3E-2 1.1E-2
Polyvinyl formal (Formvar)	2.8	PTFE (Teflon)	2E-4 1.5E-4
PTFE, glass microfiber	2.35	Pyrex glass	3E-3 7E-3
PTFE (Teflon)	2.10	Quartz, fused	2E-4 6E-5
PTFE, woven glass	2.55	RT/Duroid 5880, PTFE microglass	5E-4 9E-4
PTFE, woven quartz	2.47	RT/Duroid 6010.5, PTFE ceramic	2E-3 2.3E-3
Pyrex glass	4.84	Teflon	2E-4 1.5E-4
Quartz, fused	3.8	Teflon, glass microfiber	5E-4 9E-4
RT/Duroid	2.20	Teflon, woven glass	1.5E-3 2E-3
RT/Duroid, PTFE ceramic filled	10.5	Teflon, woven quartz	6E-4 6E-4
Water, distilled	77	Water, distilled	5E-3 1.6E-1

Genesys2008.01 TLINEヘルプより引用

表 2 基板特性の基本パラメータ

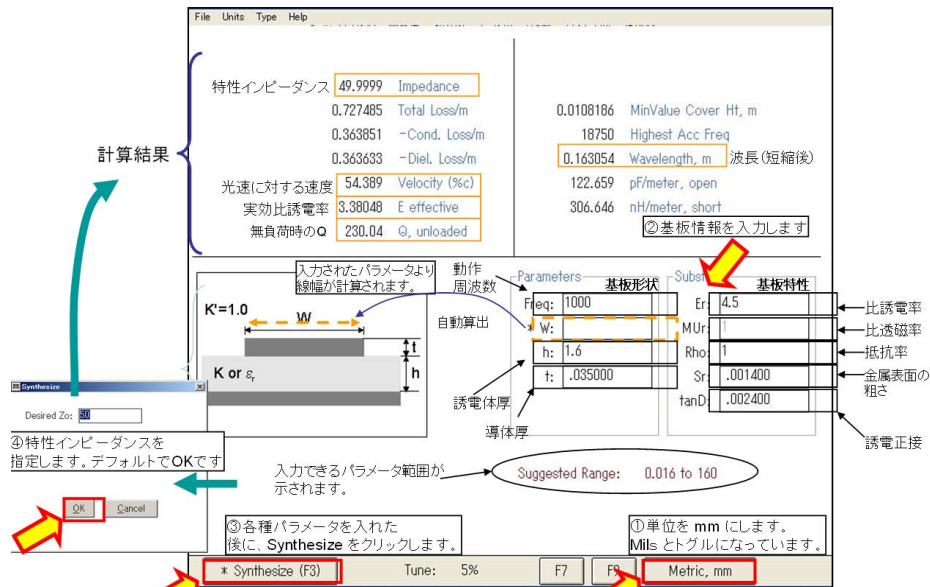
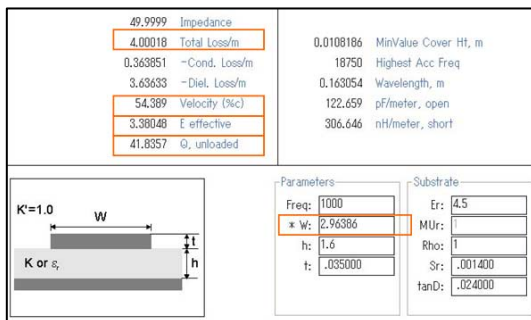


図 4 TLINE の基本操作方法



線幅

3mm 程度とかなり太くなります。誘電体の厚みを小さくすると、細くなります。

Q

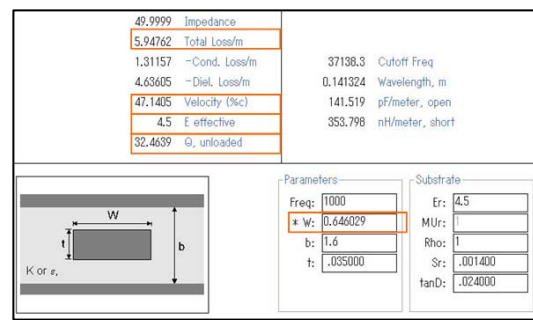
4.0 程度とあまり良くありません。これは、誘電正接の値が比較的大きいため、誘電損失が生じます。今、導電率と銅と同じ設定であるので、Q を悪化させる要因はこの誘電正接です。

実効比誘電率

比誘電率を 4.5 と指定しているにもかかわらず 3.4 程度になってしまうのは、マイクロストリップラインの半分が、フリースペースの空気に触れているためです。ストリップラインのよう(単独)誘電体で包まれている場合、実効比誘電率は比誘電率とほぼ等しくなります。

光速に対する速度比

光速の半分程度の速さになります。周波数は変化しないので、伝送線内部では波長も短くなってしまいます。これは比誘電率が高いため、波長が短縮される比率も大きいことによります。



線幅

0.65mm 程度と細くなります。

Q

これも、マイクロストリップラインのときと同様に、それほど良好ではありません。誘電正接の特性が悪いので、Q も悪くなってしまいます。

実効比誘電率

入力した比誘電率と同じ値を示しています。これは、この導体完全な誘電体で囲まれているためです。

光速に対する速度比

マイクロストリップラインと比較して、およそ 1 割から 2 割遅くなっていることがわかります。これは実効比誘電率が示しているように、比誘電率の高い誘電体の導体に対して囲まれているため波長短縮が起こり、伝送速度が遅くなります。

図 5 伝送路実装方法とその特性の差

一般的な基板の誘電体部分の素材は、フェノール、FR-4（ガラ・エポ[SiO₂とエポキシ素材の混合]）、テフロンなどがあげられ、この順番で高周波特性（後述）が良くなる一方、高価になります。基板の外層の線路をマイクロストリップライン、内層をストリップラインと呼ばれています。（図3）

伝送特性を気にする上で知っておくべきパラメータ、その代表値を表1、2に示します。さらに、以下の関係を知っていると便利です。

・関係-A

$$\text{伝搬速度} = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \dots\dots \text{(式-1)}$$

C_0 ＝光速、非磁性体と仮定、空気中の伝搬速度に対する比。 ϵ_r （比誘電率）²が大きいと遅くなります。

・関係-B

$$\text{波長短縮率} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \dots\dots \text{(式-2)}$$

空気中の波長に対する比。 ϵ_r が大きくなると短縮率は小さくなり、その割合で伝送線路内の波長が短縮されることを示します。

・関係-C

マイクロストリップライン、ストリップラインは、見かけ上の比誘電率（実効比誘電率：Effective Relative Dielectric Constant）が変化し、

$$\epsilon_{\text{マイクロストリップライン}} < \epsilon_{\text{ストリップライン}} \quad \dots\dots \text{(式-3)}$$

となります。

構造上、マイクロストリップラインは空気＋誘電体に導体が挟まれている一方、ストリップラインは誘電体に満たされているために、この変化³が現れます。

以上の関係はお互いに密接に関連して

² 前述のように比誘電率も周波数特性を持っていますが利用する帯域ではほぼ一定と見なせるので定数と扱われることが多いです。
³ 空気も誘電体の一種で、2種類の誘電率の異なる物体が接する場合、電磁界の屈折現象が起こり、分布が大きく異なります。定義、等価モデル数式の導出は文献[7][10]を参照。

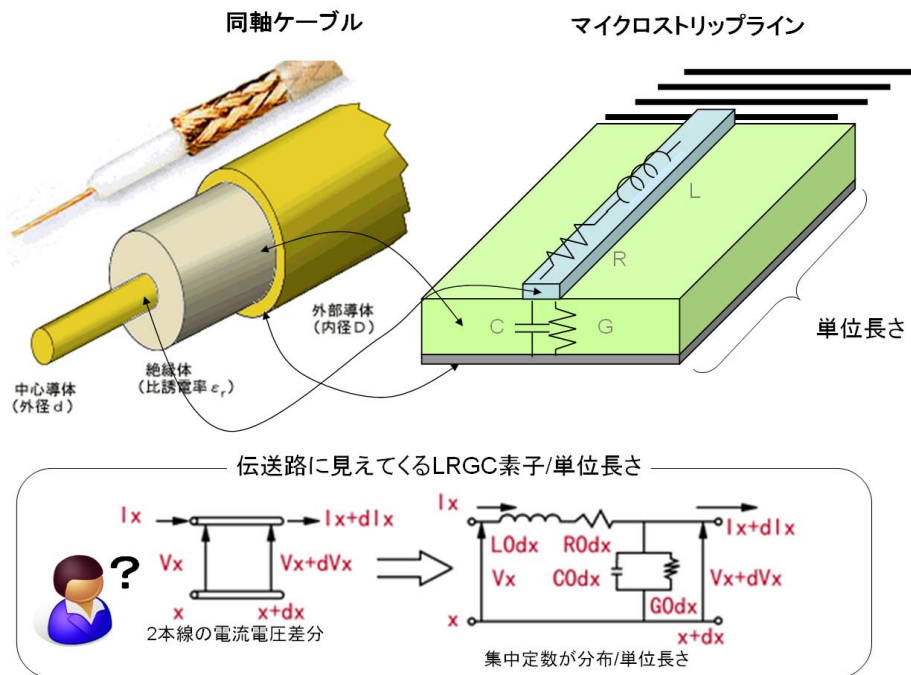


図6 伝送路実装方法とその特性差

います。Genesys には **TLINE** というツールが標準で用意されており、これを利用することにより相互の関係を確認できます。（図4）

式-2, 3 より比誘電率は構造によって、伝搬速度は比誘電率によって変化することがわかります。

伝搬速度の違いの実例

ここで、私の失敗談をご紹介します。試作時、IC のバス出力のスキューを合わせるために、等長配線でコネクタまで結線しました。しかし、実測の結果、スキューがばらばらであることがわかりました。初めは、線路長は物理的に等長なのでスキューはICの終段ドライバの影響だと思ったのですが、**バス配線を内層、外層で行ったことが原因と**わかりました。図5のTLINEの計算結果をご覧ください。このように、マイクロストリップライン、ストリップラインの構造をとっているものでは伝搬速度が異なります。FR-4を利用すると、1割～2割程度、内層のストリップラインのほうが遅く伝送します。**物理的には等長でも電氣的には等長ではありません。**

波長の違いの実例

式-2 より、伝送線路では周波数は同じであっても、比誘電率によって波長の圧縮率が異なることがわかります。

具体的に1GHzの**正弦波**をFR-4基板のストリップラインに伝送するとし、具体的な波長を算出します。

空気中の波長 λ_1 は

$$\lambda_1 = \frac{C_0}{f} = \frac{3.0 \times 10^8 \left(\frac{m}{s} \right)}{1.0 \times 10^9 \left(\frac{Cycle}{s} \right)} \approx 30 \text{ cm/Cycle} \quad \dots\dots \text{(式-3)}$$

ですが、ストリップライン内部 λ_2 では式-2を利用して、

$$\lambda_2 = \frac{\lambda_1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{30 \text{ cm/Cycle}}{\sqrt{4.5}} \approx 14 \text{ cm/Cycle} \quad \dots\dots \text{(式-4)}$$

となります。この長さを「長い」と考えるか「短い」と考えるかは設計対象に依存します。（後述）

特性インピーダンス

この単語は伝送路の話に必ず出てくるほど有名ですが、単位が身近な Ω なので理解を誤りやすいことがあります。先ほど図4, 5でご紹介したTLINEツールにも設定項目があります。ここでは、簡単に「特性インピーダンス」を整理します。

特性インピーダンスと分布定数回路

テレビで利用されている同軸線路の特性インピーダンスは「75 Ω 」などと書かれています。そこでハンディーマルチメータで導線両端の抵抗値を測っても数 Ω しか表示されませんし、シール

ドと中心導線を測ると $\infty \Omega$ になってしまいます。ハンディーマルチメータでの測定はあくまでもDCにおける抵抗値であり、特性インピーダンスはACの特性を表しています。

地デジですと 500MHz 帯なので、AC 信号が通ります。では、この同軸を信号が通ると、75 Ω 抵抗分が電力消費し熱に変わるのでしょ

うか？
答えはNoで、特性インピーダンスの単位はオームでも純抵抗 R から定義されているわけではありません。

実は、分布定数回路という考え方に基づいて定義されています。マイクロストリップでも、同軸でも伝送モードは同じ⁴です。分布定数回路をなじみのある集中定数で表すと、図 6 のように単位長さ当たりの L (インダクタンス) R (直列抵抗) C (並列キャパシタンス) G (コンダクタンス) の回路がいつまでも続くように表されます⁵。「金太郎飴」のようなイメージで、どこを切っても同じ単位長さ当たりの回路が見えます。この断面のインピーダンスを求めると、

$$Z_o = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \dots (式-3) \quad [\Omega]$$

(右辺は R、G が L・C に比べ無視できる場合)

となります。これが特性インピーダンス⁶⁷です。

注目すべき事は $j\omega$ がなくなり、理論的には周波数特性を持たない、L・C というリアクタンス成分のみで電力消費しない(無効電力) ことです。まさしく、金太郎飴のようにどこを切っても、ど

⁴ TEM: パワー伝送方向に E・H ベクトルがない電磁界伝搬モード。マイクロストリップは Quasi-TEM と呼ばれ、厳密には同軸の伝搬モードと区別されます。詳細は電磁界の専門書籍参照

⁵ 距離と時間の偏微分方程式を解いて算出します。ラプラス変換を利用して微分をなくして導出する方法もあります。詳細は回路伝送理論の専門書参照

⁶ 実際の伝送路では、特性インピーダンスは周波数特性を持っていて、高次の電磁界伝送モードが発生し、ある周波数で通らなくなります。この周波数は伝送線路に利用される材質、形状によって大きく変化します。身近な例では、1GHz 以上の周波数を利用する衛星テレビ放送用のケーブルが一般テレビ用よりも少々高価で、F 型という特殊なコネクタを利用しているのはこのためです。

⁷ Ω 単位になる理由は SI 基本単位のべきで確認できます。電磁気学の教科書を参照

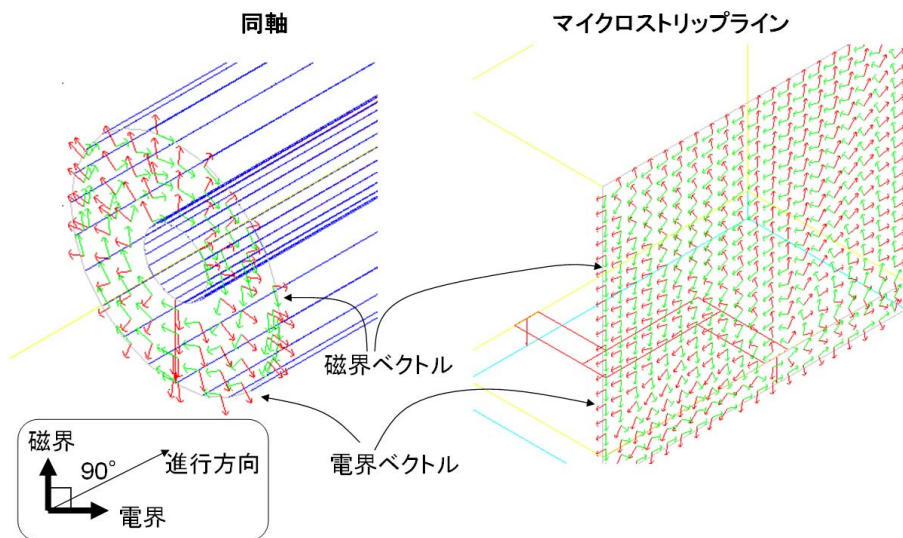


図7 同軸・マイクロストリップラインの電磁界分布

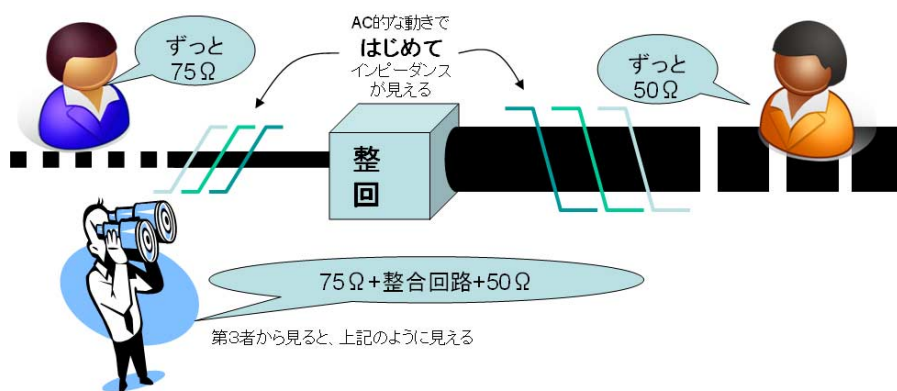


図8 伝送線路の整合の定性的概念

の周波数でも同じ単位長さあたりのインピーダンスがあるわけです。ここが、なじみのある I・V ベクトルによる集中定数による交流回路理論 ($j\omega$ 解析、I があると V が生じる) と、電磁界理論 (電界磁界 E・H ベクトルの伝搬) の違いになってきます。参考までに、同軸とマイクロストリップラインの電磁界分布の図示したものを図 7 に示します。(弊社 3 次元電磁界解析ツール EMDS で算出した例)

の場合に分けて考えます。
たとえば、50/60Hz の発電所からの電力伝送でも少しでも伝送効率を上げるために特性インピーダンスが議論され、インピーダンス整合の話(後述)が出てきます。これは、遅い信号でも距離が長くなれば分布定数として扱う必要が出てくるからです。
文献[2]、[9]などに具体的な数値、考察が書かれています。

50 Ω 系がなぜ多い?

「なぜ 50 Ω ?」と思われる方もいらっしゃると思いますが、これは歴史的背景と、同軸ケーブル素材、TEM 伝送の実現可能な物理構造などの要素で、減衰が少なく伝送電力が大きくとれる間が 50 Ω 程度であったことに起因します。マイクロストリップラインなども、基本的には同じ考えです。具体例は文献[4]などに書かれています。

どこから分布定数なのか?

さて、どこから「分布定数」の考え方を利用するのかですが、これは単純に「高周波だから」というわけではなく、伝送路の長さとする周波数の波長の関係に、さらに利用するアプリケーションに依存します。感覚的に、

①波長(圧縮) > 伝送路電気長

電圧/電流が位置に依存しない

②波長(圧縮) $\approx$ or $\ll$ 伝送路電気長

電圧/電流が位置によって変化

整合と終端

この2つの単語も伝送線路のトピックとしてとても良く出てくる話題です。理論的説明は専門書に譲り、ここでは感覚的な話をいたします。

整合（マッチング）の定性的概念

伝送線路には、先述の特性インピーダンスを何らかの形で持っています。伝搬するエネルギーの気持ちになると、もし急に特性インピーダンスが変化してしまうと、びっくりしてしまい、一部伝達できず、跳ね返って（反射）してしまいます⁸。たとえば、東京ドームに入った時、外気圧よりドーム内の圧力が高いため、入場するときに風圧を全身で受けるのと似ています。そこで、ここでたとえた圧力差を気づかなくするような作業を整合と言います。ドームに入る、出るときそれぞれ圧力差を感じないようにするイメージです。

本題の伝送線路の例だと、図8のように「50Ωと75Ωの特性インピーダンスの差を整合させる」とは、50Ω側から見たときには、ずっと50Ωが続いているように見え、75Ω側から見たときには75Ωが続いているように見えるようにすることです。

整合の定量的概念

整合の基本は、「内部抵抗のある乾電池にどのくらいの抵抗をつないだら最大のパワーが出せるか」という問題と本質的には同じです。これを、内部抵抗を出力インピーダンスと、抵抗負荷を負荷インピーダンスというように $R+jX$ のリアクタンスをもたせた形式に拡張しただけです。結果、図9のように

$$X_s = -X_L \cdots \textcircled{1}$$

$$R_s = R_L \cdots \textcircled{2} \rightarrow \text{最大の電力}$$

という重要な関係が出てきます。

②は理想伝送路の終端抵抗値の選び方、①②は一般的なインピーダンスマッチングの複素共役の関係を示しています⁹。

⁸ TDR では、ユニットステップ信号源出力インピーダンスと反射電圧の割合からインピーダンス変化を時系列に観測しています。

⁹ 導出など詳細は電気回路の書籍に、電力の種類などはパワーエレクトロニクスの書籍に書かれています。また、RFの専門書にはスミスチャートによる1点整合だけでなく、広帯域整合など用途に応じた整合、NF (Noise

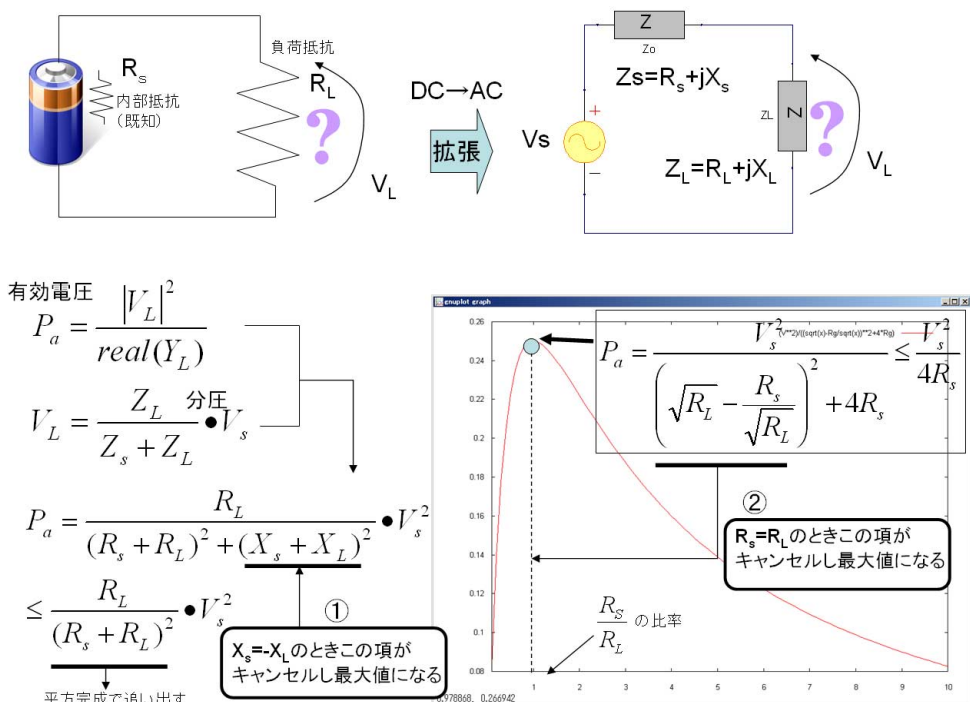


図9 (電力) 整合の定性的概念



図10 終端の定性的概念

終端

金太郎飴の伝送線路も、物理的にどこかで終わりにしなくてははいけません。しかし、整合のところで触れたように、インピーダンスが大きく異なると、信号がびっくりして、跳ね返ってしまいます。そこで、伝送線路の終わりも特性インピーダンスと同じインピーダンスを持つとよいことになります。たとえば、50Ωの特性インピーダンスを持っているケーブルであれば、図10のように50Ωの実抵抗（終端抵抗・負荷抵抗・負荷などと呼ばれる）をつないでグラウンドに落とすと、ケーブルから見ると50Ωが無限につながっているように見えます。理想的には、 $Z_o = R_L$ で整合がとれているわけです。

Figure) 整合について述べられています。

ここで、注意すべき点は50Ωの終端抵抗も一般に周波数特性をもっており、高い周波数になると虚部（リアクタンス）を持ってくるので、広帯域の終端には、専用の終端抵抗を用います。

(理解しやすいようにシングルエンドの場合の例を挙げています。) デジタル伝送で、50Ω系で設計され終端されている場合、反射の影響は大変少なく、良好な伝送特性を示す反面、感覚として「とっても重い」というイメージをもっていると正しい理解だと思います。50Ωの純抵抗に必要な電位差を与える、たとえばTTLのスレッシュホールド0.6V、マージンをとって1Vを与えるのには、DCの単純計算で20mAを流す必要があります。(正弦波はDC[直流]成分が多いので、かなり電流が流れることになります。) よく利用される安価なバッファ

のドライブ能力は Typ. で 24mA 程度¹⁰なので、85%程度 of 能力を使い切っていることになります。通常の IC のバス出力にはこれだけのドライブ能力がないことが多く、配線を引き回す場合などに、バッファ回路が追加されているのはこのためです。

ネットワークアナライザの世界へ

今までオシロスコープを主に利用されていた方へ、バーチャルネットワークアナライザを利用する前に押さえておいた方がよい点を簡単にまとめます。

オシロスコープとネットワークアナライザの違いの概要¹¹

構造の違いの概要を図 11 へまとめました。注目したいのは、オシロスコープは入力ポートが基本的に 1 つ（トリガポートを除く）であるのに対し、ネットワークアナライザは 2 つ以上あり、かつ DUT がポートに挟まれている構造をとっていることです。

・測定次元

オシロスコープは時間掃引をして電圧を主に観測しますが、ネットワークアナライザは、DUT（非測定物）の通過特性と反射特性を周波数掃引して測定します。

・測定値

オシロスコープはグラウンドを基準にプローブで観測される電圧値（絶対値）を管面に表示します。

一方、ネットワークアナライザは、ケーブルを利用して DUT の反射を全ポートにわたってモニタし、自分の周波数掃引信号と比較してパワー比（相対値）[反射比、伝送比]を管面に表示します。なので、測定値は比で表されます。また、位相も表示します。

オシロのユーザからすると、この管面表示が大きな違いに見えると思います。

¹⁰ Surge 50mA 程度です。ドライブされる側が AC 的にキャパシティブに見えると、瞬時的に大きな電流が流れてしまうので、余裕が保たれています。

¹¹ 両者共に、適応アプリケーションによって構造、機能、測定精度の違いなどがあります。たとえば、ダイナミックレンジについては、両者に原理的に大きな差があり、ネットワークアナライザが勝っています。詳細については文献[13][15]を参照ください。

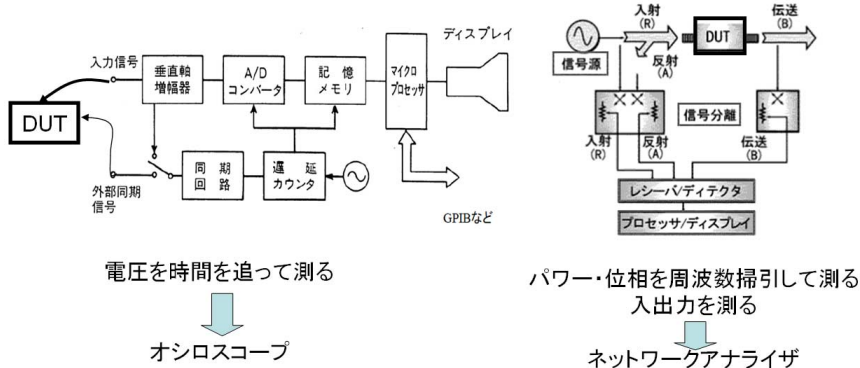


図 11 オシロスコープとネットワークアナライザ

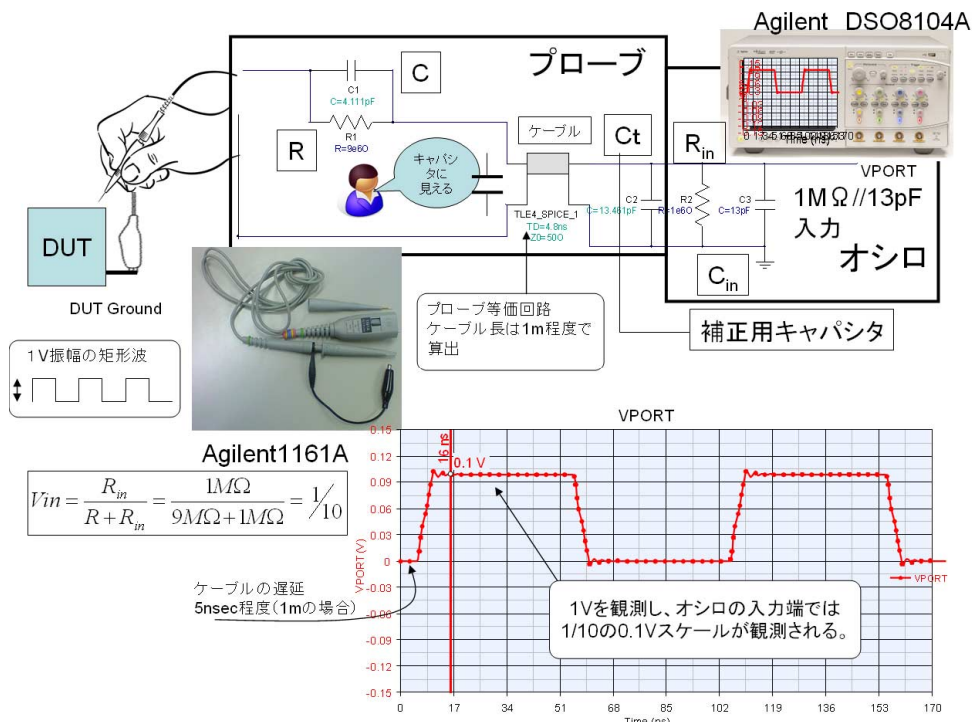


図 12 パッシブプローブとその観測生波形 (Genesys で再現)

・DUT

概して、オシロスコープはアクティブなデバイスで電圧を生じる DUT を主に測定し、ネットワークアナライザはパッシブな DUT を測定します¹²。

・測定周波数帯域

オシロスコープ・ネットワークアナライザ両者に、帯域という概念、つまり観測できる周波数の範囲が存在します。また、DUT へ延長する治具、ケーブルなどにも帯域は影響されます。時間軸で矩形波を観測することの多いオシロスコープの場合、この帯域を体感することは困難ですが、正しい波形を観測するために、大変重要な要素です。

¹² ネットワークアナライザもアクティブなデバイスを測定できますが、基本的に線形領域を測定します。高調波など非線形性のあるデバイスの測定にはオプションが必要です。

直感的には、立ち上がりの速さ¹³が帯域の広さに関係してきます。

DUT のプロービングの違い

図 11 から明らかなように、DUT の測定方法はオシロスコープとネットワークアナライザで大きく異なります。ここでは、オシロスコープとネットワークアナライザの違いを具体的にするために、それぞれのプロービング方法の違いを簡単にご紹介します。

¹³ 近年のオシロスコープに書かれている帯域は、ガウス応答ではなく、フラット応答であることが多く、一般的な帯域の式

帯域幅 = 0.35 / 立ち上がり時間
の関係が成り立たないことがあります。ちなみに、0.35 は CR の 1 時定数の $1/e = 0.3678...$ から来ています。参考文献[14]参照。

オシロスコープのプロブ¹⁴と構造

弊社 DS08000 シリーズの Infinium で
すと、オシロスコープの入力インピー
ダンスは $1\text{M}\Omega$ (//入力容量約 13pF) と
 50Ω があり、DS08104A ですと帯域は DC
～ 1GHz (-3dB) です。

基本的に、オシロスコープは、ハイ・
インピーダンス環境で DUT にプローブ
の影響を与えずに電圧を測ること¹⁵を
目的にしており、理想的には $1\text{M}\Omega$ モー
ド、入力容量 13pF の入力コネクタ部で
直接測るのが良いのですが、それでは
物理的に DUT をプロービングできません。
そこで、同軸ケーブルなどで延長
して測ることになるのですが、単純に
ケーブルを延長するだけでは帯域が落
ちてしまい (C が入力容量に並列につい
て RC の LPF のイメージ)、オシロの性
能を生かせません。そこで、同軸ケー
ブルの先にアッテネータ・プローブを
付けて DUT を測定します。これは、プ
ローブ側とオシロ入力側を 10:1 などと
電圧比をもたせ、ダイナミックレンジ
(文献[4]など参照) は犠牲にするが、
プローブ部の入力容量を小さく、より
高いインピーダンスで測定することを
目的に設計されています¹⁶。

具体的に、計算をしてみます。

アッテネータプローブは内部に、図 12
に書かれているような回路があり、こ
の場合だと、

$$V_{in} = \frac{R_{in}}{R + R_{in}} = \frac{1\text{M}\Omega}{9\text{M}\Omega + 1\text{M}\Omega} = \frac{1}{10}$$

..... (式-4)

のように抵抗分割されます。

また、同軸ケーブルにインダクタンス
成分などがなく、ケーブルがキャパシ
タンスと仮定し、単純な C/R だけでモ

¹⁴ プローブは、大きく分けてパッシブ/アク
ティブのがありますが、ここでは基本的
なパッシブ構造について説明します。アク
ティブプローブについては文献[13]を参照く
ださい。

¹⁵ 実際は、プロービング時、DUT へプロー
ブの影響 (抵抗分割、キャパシタンスなど)
が付加されてしまいます。詳細は参考文献
[13]参照。

¹⁶興味のある方は、オシロ入力側は 50Ω 系で
 6GHz 程度までをカバーできる Resistive
Probe (図 13) [抵抗分割プローブ、パッシ
ブ・デバイダプローブなどと呼ばれてい
る]の資料も参照ください。観測できる電圧
は分圧で小さくなりますが、安価に高速信号
を測れるため、筆者も利用しました。

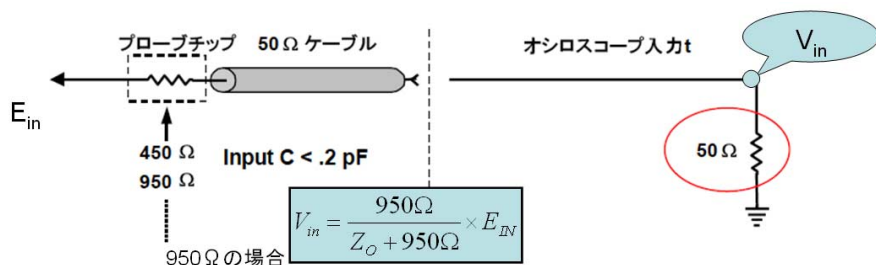


図 13 Resistive Probe の原理

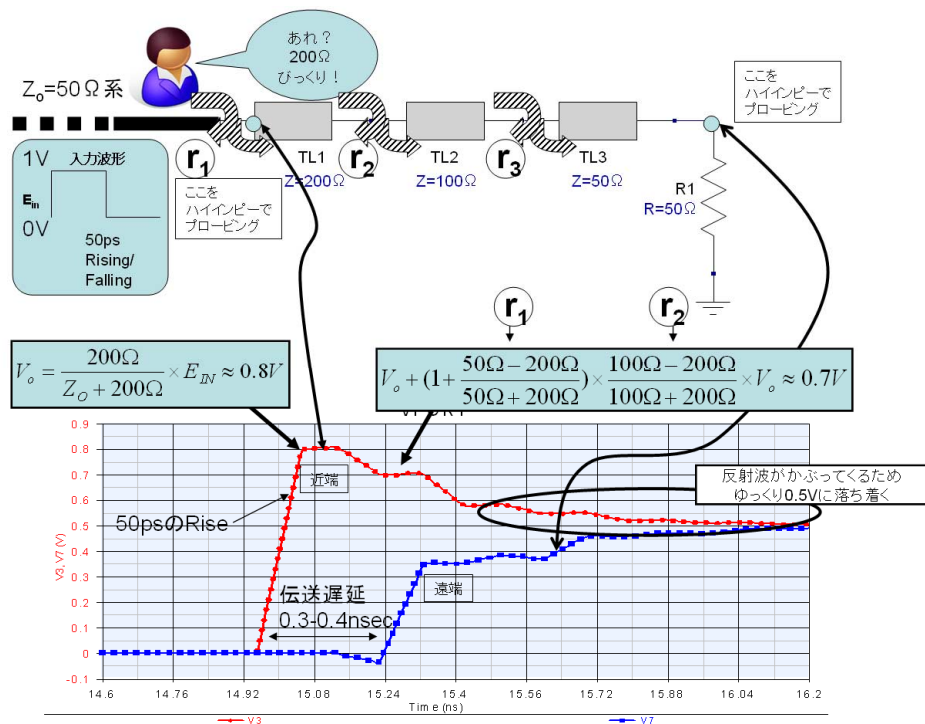


図 14 オシロスコープによる反射・通過特性、格子線図演算 (Genesys 模擬)

デル化すると

$$R \cdot C = R_{in} \cdot (C_t + C_{cable} + C_{in})$$

..... (式-5)

の比の関係が成り立ちます。

図 12 の構成だと、各スペックより

$$\frac{R \cdot C}{R_{in}} = C_t + C_{cable} + C_{in} = \frac{9\text{M}\Omega}{1\text{M}\Omega} \cdot 10\text{pF} = 90\text{pF}$$

..... (式-6)

ここで、C とそれ以外のキャパシタンス
を計算すると

$$C[\text{直列}] + C_t + C_{cable} + C_{in}[\text{並列}]$$

→ $\approx 9\text{pF}$ 程度

..... (式-7)

に見えます。(概算)

ゆえに、電圧は分圧されるが、入力容
量は小さく保つことができ、さらに高

いインピーダンスでプローブ¹⁷できる
わけです。

ちなみに、管面に現れる電圧は、オシ
ロスコープが自動的にプローブの種類
を認識し、補正 (この場合 10 倍) した
値です。

ネットワークアナライザのプローブ

前述のように、ネットワークアナライ
ザは 50Ω の基準インピーダンスを持つ
信号源からパワーを出し、パッシブな
DUT の反射・通過特性と位相の変化を測
定します。

オシロスコープと同様に、物理的制約
から DUT までポートを延長する必要が
あります。しかも延長した先で広帯域

¹⁷厳密なインピーダンスは、周波数特性をも
ち、DC 付近では理想値に近い $10\text{M}\Omega$ 、低域で
入力 R の $9\text{M}\Omega$ が、高域では入力直列 C が、
また同軸、内部リードの L が効き、さらに高
域では同軸ケーブルの長さによって大小を
繰り返します (位相が回るため)。詳細は文
献[13]を参照ください。

に渡って 50Ω の基準インピーダンスを保つ必要がありますし、変化した位相も基準値に保つ必要があります。そこで、キャリブレーション¹⁸ (校正) が必要になってきます。

DUT の前後にコネクタがつくことが大変多いですが、その影響も除去する必要があります、この作業をディエンベディングとよばれています。

バーチャルネットワークアナライザの Genesys を利用する上では、このようなキャリブレーション作業を行うことなく理想状態で周波数特性を観測することができます。また、ディエンベディング作業も非常にスマートに行えます。

反射・通過特性の見え方の違い

次に、2つの測定器の反射・通過特性の見え方を Genesys を利用して¹⁹ 比べてみます。

DUT として

$200\Omega + 100\Omega + 50\Omega$ の理想伝送線路

[無損失, $R, G=0$] を 50Ω で終端

の応答を観測します。

オシロスコープの観測結果

オシロスコープでは、

50psec Rise/Fall²⁰,

30nsec Period, 0-1V の矩形波 [50Ω 出力]

をスティミュラスとして伝送線路に印加しました。図 14 のように、近端・遠端でハイインピーダンスでプロービングした場合、波形に大きな差が見られます。DC 的には出力インピーダンス 50Ω と終端 50Ω の分圧で 0.5V が見えるところですが、実は図のように反射と伝

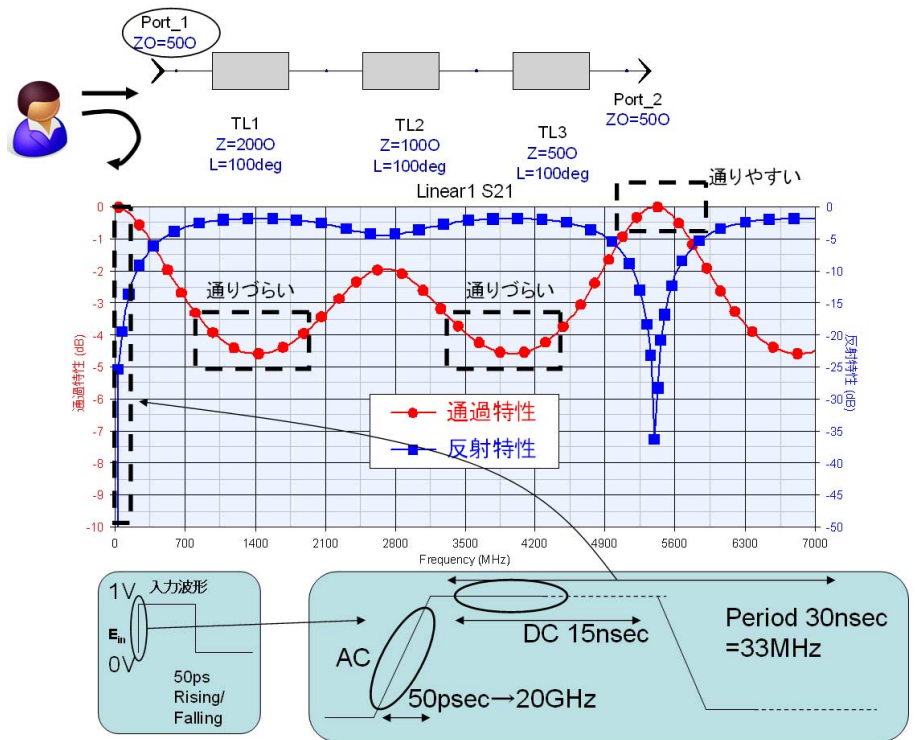


図 15 ネットワークアナライザによる反射・通過特性 (Genesys 模擬)

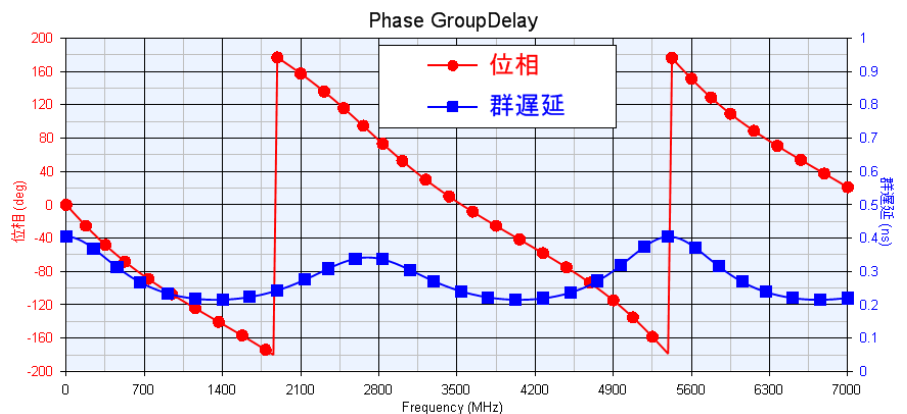


図 16 ネットワークアナライザによる位相・群遅延特性 (Genesys 模擬)

送を繰り返すことで、最終的に 0.5V に落ち着くことが解ります。

特に近端の r_1, r_2 の反射が理解しやすいと思います。前述の東京ドームの例を思い出してください。ずっと 50Ω だと思ってきたところに急に 200Ω がやってきたのでびっくりして、その分圧の 0.8V が初めは観測されたわけです。しかし次に 100Ω になるので、 200Ω 伝送路からの通過分と 50Ω 伝送路からの反射分で 0.7V が見えてきます²¹。遠端では、伝送路遅延が起こってから、反射が多いので急に電圧は上がらないが、徐々に 0.5V におちついてくるのが観測できます。

ネットワークアナライザの観測結果

図 15 のように 2 ポートで DUT を挟み、ポート 1 から見た Genesys の反射・通過特性を示します。立ち上がりが 50psec なので、0.35/Tr までの帯域 (7GHz 程度) を解析しました。矩形波の 1 周期が 30nsec なので、33MHz が基本波になります。この領域の通過特性 S21 はほぼ 0 dB でロスがなく、また反射特性も非常に低いので基本的な周期は問題なく通過することが予想できます。(具体的な dB の見方については次章を参照ください。)

しかし、通過特性は、700MHz 付近では -3dB になり、1.4GHz では -4.5dB にもなってしまうたり、5.4GHz 付近でまた通過するようになったりと、周波数特性をもっていることがわかります。(この反射・通過特性は周波数を広帯域にと

¹⁸ 測定器内部にも誤差は存在しますので、それらも取り除く必要があります。システムティック誤差 (方向性、信号源整合、反射トラッキング、信号源・ロードの不整合、クロストーク、伝送トラッキング誤差) がポート 1→2 に向かって補正され、逆向きにも同じ 6 項目が補正されるので、計 12 項目の補正で校正されます。詳細は [15] を参照ください。

¹⁹ Genesys でも時間軸 SPICE オプションを加えると分布定数回路の時間変化、インピーダンス変化を見ることができます。図 15 は、このオプションを利用しています。

²⁰ TDR と同じくらいのオーダーの立ち上がりを印加しました。狙いは、広帯域での反射特性を目視できるようにするためです。

²¹ 「格子線図」を利用して、反射、通過電圧を記すことで、手計算することができます。参考文献 [12] を参照ください。

と同じ現象が周期的に現れます。電気長にもよります。) 無損失の線路にもかかわらず、インピーダンスが変化する伝送線路に信号を通そうとするだけで、各周波数において通る・通りづらい領域が出てきてしまいます。これは、オシロスコープでは観測しにくい特性です。

次に、位相・群遅延をみます。

群遅延の定義は

$$\text{群遅延} = d\phi / d\omega \quad [\text{rad}] / d\omega \quad [\text{rad/t}]$$

(unit sec)

..... (式-8)

で、周波数が増えるとどの程度位相が回るかを表し、位相が周波数に対して線形に推移する場合は式-8 より一定になります。単位は sec で、波形全体の遅延を表しますので「群遅延/GroupDelay」と呼ばれています²²。

図 16 の [●] が位相変化ですが、変化が解りづらいので、周波数で微分し群遅延 [■] とします。DC 付近では 0.3nsec 程度の遅延が出ていますので、図 14 の時間波形の遅延とおおよそ合っていることが解ります。この位相の周波数特性もオシロスコープでは観測しにくい特性です。

2つの測定器の違いのまとめ

時間軸のオシロスコープ、周波数軸のネットワークアナライザ共に、同じ現象を測定しているのにもかかわらず、見え方が大きく変わってきます。特に、周波数依存する反射・通過特性、位相・群遅延はネットワークアナライザでないと見ることができません。²³

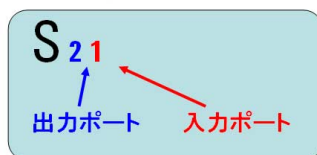
Sパラメータ・dB入門

はじめてネットワークアナライザをさわるとき、SパラメータとdBに対してアレルギーを感じる人が多いと思います。先ほどの図 15 にも SパラメータとdBが出てきたので眉をひそめた方もいらしたかもしれません。ここでは、それを払拭するために、この2つの概

²² 参考文献[5]には、よくある位相特性の解釈の誤りについて、正しい群遅延特性解釈について図示した説明があります。

²³ TDRではTDTを見ることで2ポートSパラを、ネットワークアナライザではタイムドメインオプションを利用することで時間応答反射特性を算出することが可能です。

表記方法



比の算出方法

反射電圧/入力電圧=反射係数 → S_{11}, S_{22}
伝送電圧/入力電圧=伝送係数 → S_{21}, S_{12}



振幅と位相の情報を各周波数で持つ

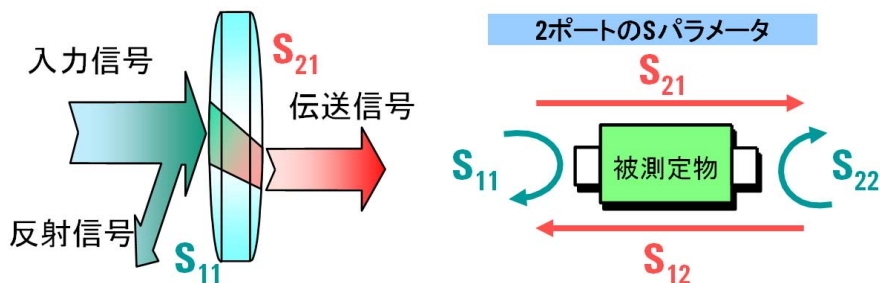


図17 Sパラメータのイメージ

要について触れます。厳密な定義は教科書などをご覧ください。

Sパラのイメージ

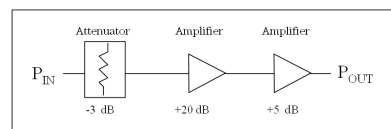
回路網を表すのには、Z, Y, F (ABCD) など様々な行列式が利用されます。これらのパラメータは、回路網をオープン、ショートの状態で定義する必要があります。

周波数が低い場合、オープン、ショート簡単に作れますが、高い周波数になると、物理的にオープン、ショートを作ることが大変難しくなります。(参考文献[4]参照) そこで、常に基準インピーダンスで終端された状態で表される Sパラメータという概念が導入されました。このSパラメータは、計算によって、Z, Y, F (ABCD) などの行列に変換できます。

Sパラメータについて直感的イメージは図17が押さえられれば十分だと思います。

図に書かれていますが、Sパラメータには、反射・伝送の周波数毎の比だけでなく、位相情報も持っています。先ほどの図16もSパラメータから求められています。

$ S_{11} = 1 \rightarrow 0\text{dB}$	全反射
$ S_{11} = 0.00001 \rightarrow -50\text{dB}$	良く吸収
$ S_{21} = 1 \rightarrow 0\text{dB}$	完全通過
$ S_{21} = 0.5 \rightarrow -3\text{dB}$	通過パワー半分



dBを利用した計算: $P_{IN} - 3\text{dB} + 20\text{dB} + 5\text{dB} = P_{OUT}$

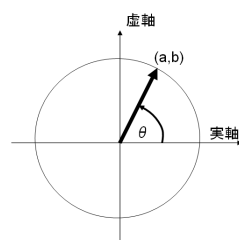
リニア計算: $P_{IN} \times 1/2 \times 100 \times 3 = P_{OUT}$

図18 システムのパワー計算例

札幌-那覇	-22dB
東京タワー	-60dB
人間の歩幅	-87dB
指の太さ	-105dB

(地球と月の距離を384, 400Kmとした場合の比として計算)

表3 dB比率の直感的とらえ方



$$S_{11} = \sqrt{a^2 + b^2} \left(\frac{a}{\sqrt{a^2 + b^2}} + j \frac{b}{\sqrt{a^2 + b^2}} \right)$$

というイメージです。

dBの定義と利用することの利点

Sパラメータ自体は、リニアな値ですが、dB表記をされる場合が多いので、dBについて簡単にご紹介します。

定義は以下の通りです。

$$dB=10\log_{10}(P2/P1) \cdots \cdots \text{(式-9)}$$

[P1：入力、P2：出力電力]

ネットワークアナライザの表示は、デフォルトでは比の表示にdBを使います。電力比対数の単位Belからきています。電話の特許出願が一番早かったグラハムベルのBelです。その値の1/10でdeciをつけてdecibelです。(decaは10倍)これは人間の耳の感度と似ている対数を利用している単位で、絶対的なパワーが大きい小さいに関係なく、あくまでも比が大きいと、大きな値になります。静かな環境で急にオーディオが鳴りだすとびっくりしますが、雑音の多い工場でラジオを大音量で聞いても気にならないのと同じ感覚です。RFの世界では、扱われる電力の範囲が非常に広い範囲にわたり、桁数が多くなります。また、図18のように増幅率、減衰率の推移を考えることが非常に多く、リニアな単位でこれを行うと、かけ算、割り算を頻繁に行うことが必要になります。しかし、dBを利用することによって、これを足し算、引き算に置き換えることができ、桁数も少なくする効果があり、図18の計算も非常に簡単になります。

dBの直感的とらえかた

「3dBカットオフ」という単語を耳にしますが、これは式-5のP2/P1の比を1/2つまり半分にしてみると、 $10\log_{10}(1/2)=10(\log_{10}1-\log_{10}2) \approx -3 \cdots \cdots \text{(式-10)}$

のようになります。つまり、**入力電力が、出力端で半分になる事**を指しています。伝送線路特性を議論する上で、入力電力が半分になる周波数をカットオフ周波数などと呼び、目安に利用しています。

ところで、-22dB(リニア値0.0059)とは、直感的にどの程度の比なのでしょう。か？-87dBとは、-105dBとは・・・

表3に地球から月からまでの距離との比として、まとめてみました。

ネットワークアナライザ、スペアナなどのダイナミックレンジはおおよそ100dB以上ありますが、この”100dB”がいかにすごい比であるか直感的に理解していただけたとおもいます。

(オシロスコープのダイナミックレンジは構造上50-60dBほどになります。)

dBの電圧比

大変間違えやすい部分なので触れます。表4にまとめたように、dBはあくまでも電力比で定義されているので、電圧で比較する場合は、入出力のインピーダンスが同じであることが条件になっています。

$$dB=10\log \frac{\frac{E2^2}{R2}}{\frac{E1^2}{R1}}$$

R1=R2のとき

$$dB=10\log (E2/E1)^2$$

$$dB=20\log (E2/E1)$$

表4 dB電圧比定義

dBの絶対値

ここまでご紹介したdBはすべて相対値ですが、dBを使って絶対値を表す単位(dBmなど)もあります。詳細は参考文献などをご覧ください。

dBm	0
振幅(rms)	0.225V
パワー	1mW
[50Ω 終端と仮定]	

表5 dBを利用した絶対値・dBm定義

矩形波とその周波数応答

ここまで、

1. 基板の構造と重要なパラメータ
2. オシロスコープでの測定とネットワークアナライザの測定の根本的な違い
3. 2つの測定器から得られる情報の違い
4. ネットワークアナライザの情報を解釈するためのコツ

をご紹介してきました。

ここからは、冒頭で述べました「シグナルインテグリティでネットワークアナライザを利用した周波数特性が重要になってくる」という問題の原点に戻り、話を進めていきたいと思います。

そもそも、なぜ矩形波伝送で伝送路の周波数特性を重要視する必要があるのでしょうか？

また、なぜ矩形波を、波形形状(品質)を損なわずに、伝送することが、アナログシングルトーンを伝送するよりも難しいと言われているのでしょうか？

この疑問点を解明していくために、矩形波において、ネットワークアナライザで測定できる振幅と位相の周波数応答について、時間軸と周波数軸を対にしながら具体的にご紹介していきます。

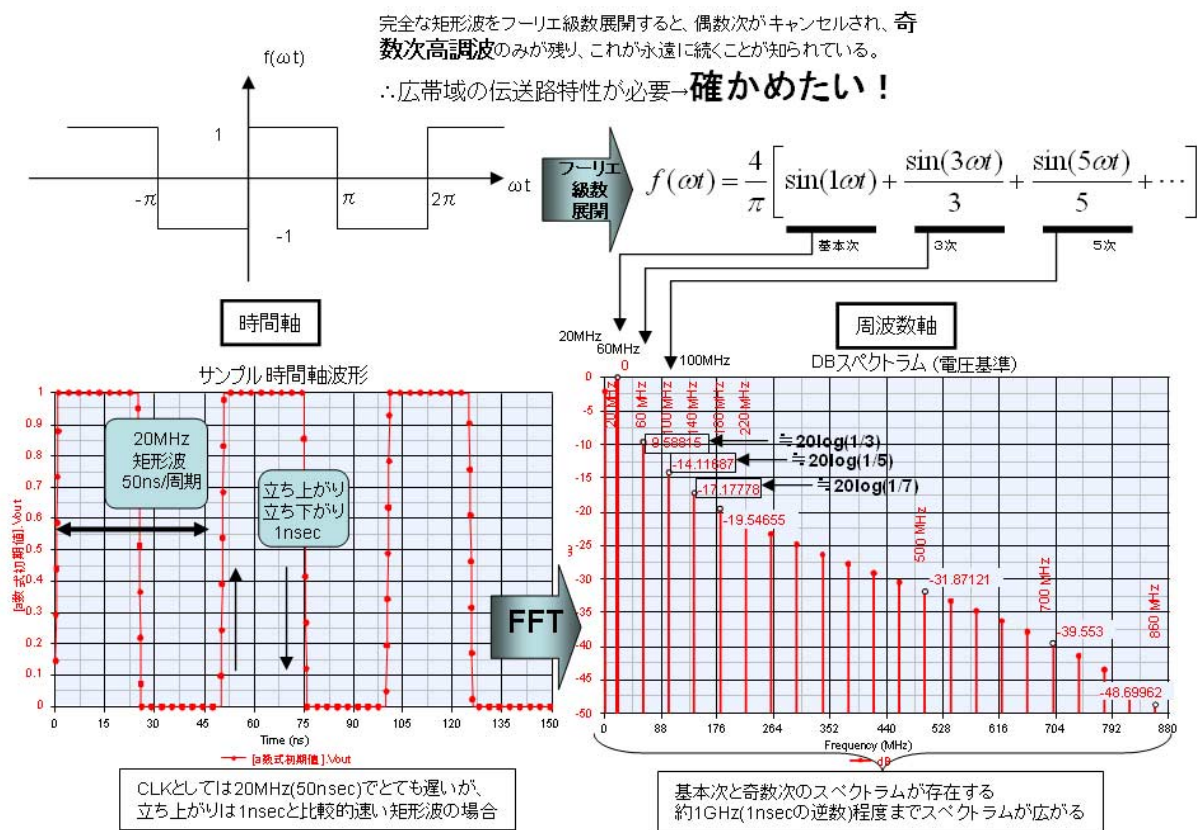


図19 矩形波の周波数応答例[立ち上がり1nsec]

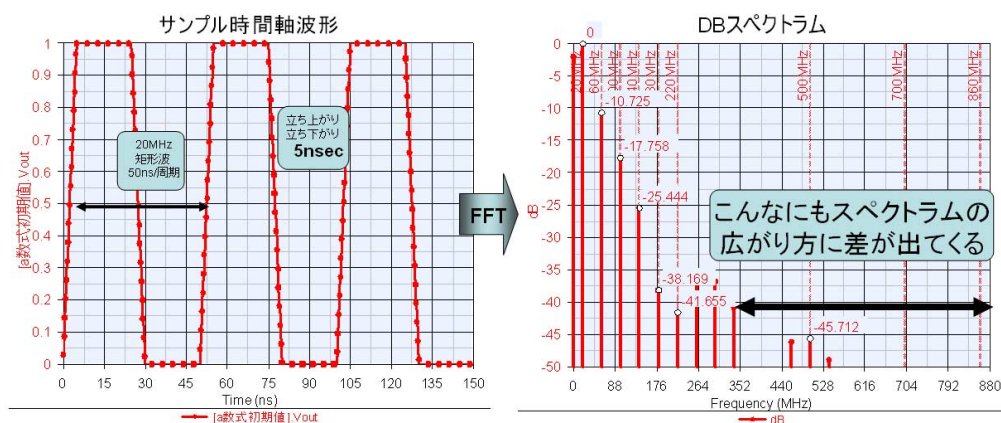


図20 矩形波の周波数応答例[立ち上がり5nsec]

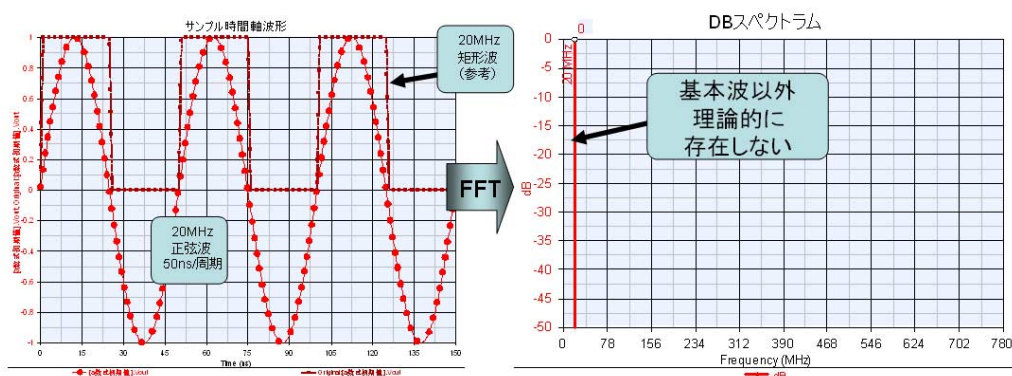


図21 20MHz 正弦波の周波数応答例

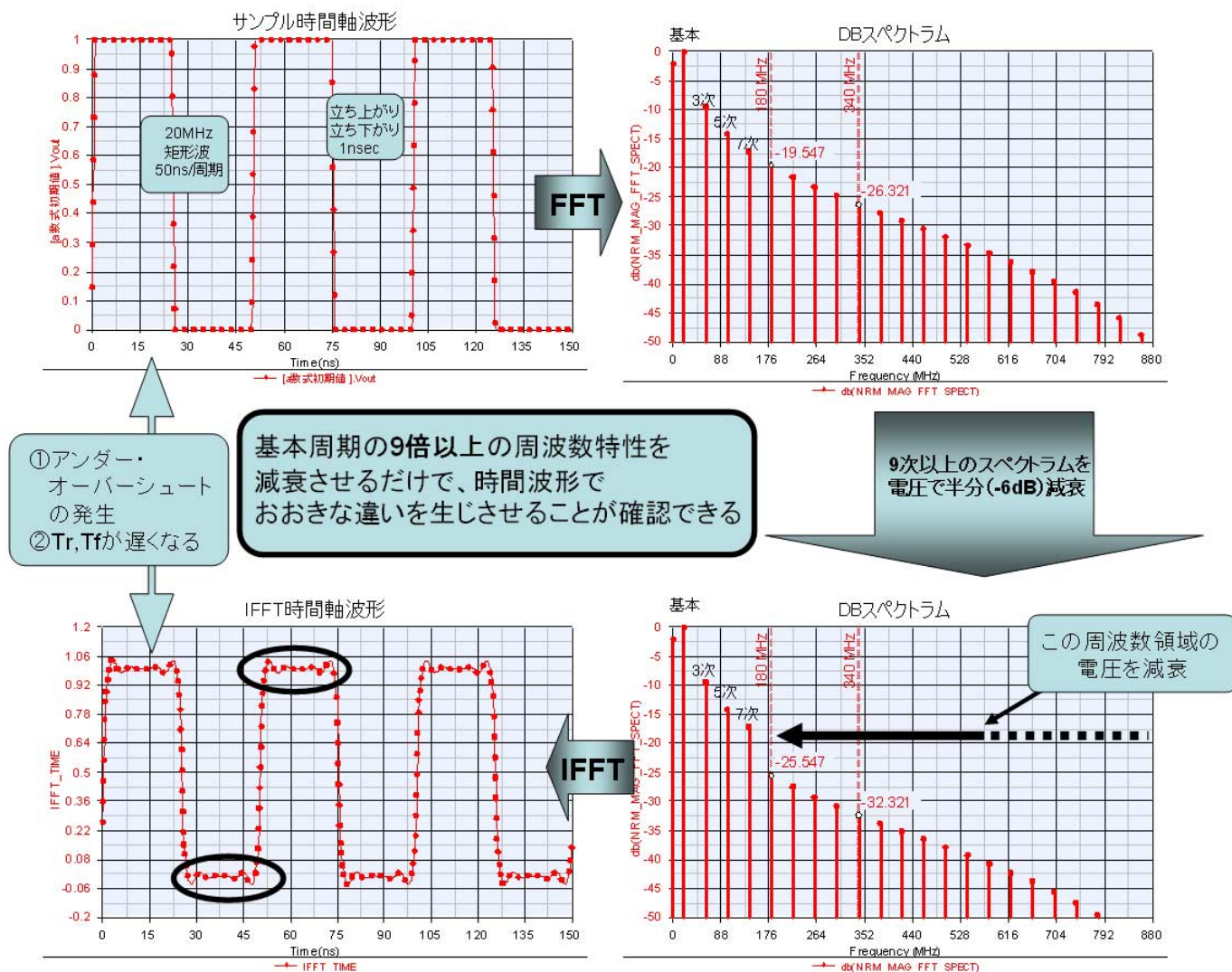


図22 高次のスペクトラム振幅変化と時間軸波形の関係

矩形波の振幅周波数特性

よく知られている理論式と、Genesys の DSP 機能を利用した模擬で検証していきます。

矩形波を周波数分解すると、以下のよう にフーリエ級数分解できることが知られています。

$$f(\alpha) = \frac{4}{\pi} \left[\sin(\alpha) + \frac{\sin(3\alpha)}{3} + \frac{\sin(5\alpha)}{5} + \dots \right] \quad \text{..... (式-9)}$$

$\omega = 2\pi f$ なので、奇数次の正弦波²⁴の寄せ集めが矩形波を生成していることになり、次数が上がると値は小さくなる

²⁴ 導出はフーリエ変換の専門書を参照。級数の定義には $\sin$ と $\cos$ の項が存在するが、 $\cos(n\pi x)$ の項で n =偶数の時に常に $\sin(n\pi x)=0$ になり、 $\sin$ の項でかつ n 奇数の場合が残るため、式-9 の要素のみが残ります。

が永遠に存在することがわかります。本当にこのようになるか、Genesys の DSP 機能を利用して試してみます。

図 19 は左が矩形波を数式で生成させたもの (20MHz 周期、Tr, Tf=1μsec)、右が DSP 機能で FFT²⁵ させた結果を dB 表示²⁶ させたものを示しています。ここでは、信号源、伝送路、プローブは無損失で理想環境です。

式-9 の通り、たしかに奇数次のスペクトラムと DC 成分しか見えないことが解

ります。この矩形波は 20MHz と大変遅い周期の信号にもかかわらず、スペクトラムで見ると 1GHz 近くにわたって周波数成分が存在することがわかります。

次に、立ち上がり、立ち下がり を 1μsec → 5nsec へ変化させてスペクトラムを見てみます。すると図 20 のようにスペクトラムの広がり小さくなったことがわかります。

つまり、立ち上がり、立ち下がりの速さがスペクトラムの広がり大きく関連していることがわかります。

参考までに、図 21 に 20MHz の正弦波だけを FFT した結果を示します。矩形波のときと大きく異なり、20MHz のスペクトラムだけしか見られないことが確認できます。

²⁵ 連続信号をあるサンプルレートで離散化した場合、同じ値がサンプルレート間続く 0 次ホールドと呼ばれる信号になり、その FFT 結果は SINC 関数 ($=\sin(x)/x$) の影響を受け、高域が低下しているように見えます。ゆえに図 19-23 で示された値の基本波から離れたスペクトラムの値に厳密性はありません。今回の例でも、この補正をしていません。詳細は参考文献[11]を参照。

²⁶ オシロスコープで完全なハイインピーダンスで電圧プロービングしていると仮定しています。

以上の簡単な検証からも、同じ 20MHz の信号でも、矩形波を伝送すると大幅に周波数帯域を占有することがわかります。

次に、広帯域の周波数特性における時間軸波形変化を検証するために、矩形波の高次のスペクトラムを減衰させ、IFFT をした時間軸波形を確認します。ここでは基本波に対し 9 次の高調波 (180MHz) 以上のスペクトラムの振幅を半分にしたときの時間応答を求めました。

すると、図 22 のように、時間軸波形に

- ① アンダー・オーバーシュートの発生
- ② 立ち上がり、立ち下がりの丸みが見られます。

ゆえに、矩形波伝送の場合は伝送路がどの程度の周波数を通すことができるか重要になってくるわけです。

矩形波の位相周波数特性

ネットワークアナライザでは、位相の情報も測定することができます。では、なぜその位相情報を気にするのでしょうか？

先ほどの振幅周波数特性の時に行った Genesys の検証と同様に、今度は FFT で分解されたスペクトラムの位相を変化させ、IFFT した時間波形を確認します。ここでは、基本波に対し 11 次の高調波 (220MHz) 以上の位相に非線形 (周波数の 2 乗に比例) を持たせ、時間応答を求めました。(図 23)

ここで解ることは、

- ① スペクトラムの振幅は全く同じ
- ② 時間軸波形全体がひずんでいるということです。

矩形波は、周期の基本波の奇数次高調波スペクトラム成分より成り立っている

ことは式-9 などで前述した通りですが、各スペクトラムには位相情報があり、相互に足したり、引いたりしながら、矩形波を生成しています。たとえば、A 周波数の正弦波と B 周波数の正弦波の位相がうまくあうことでフラットな DC 領域を作り出したりしています。図 23 のように位相を各スペクトラムで変化させてしまうと、簿妙なバランスが崩れてしまい、いびつな時間軸波形になってしまいます。

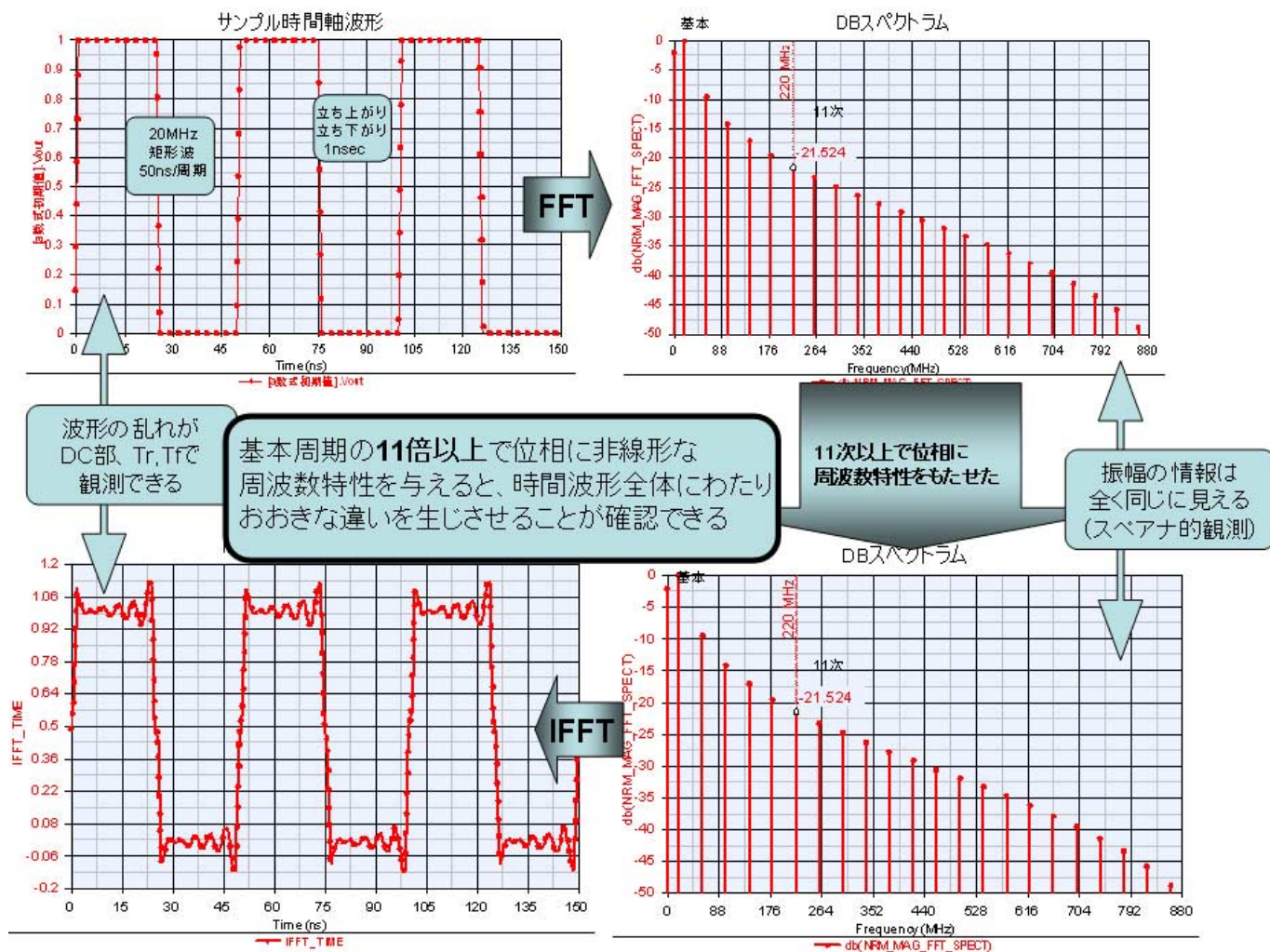


図 23 高次のスペクトラム位相変化と時間軸波形の関係

振幅→必要帯域で均一

位相→必要帯域で線形(群遅延一定)

矩形波における周波数特性のまとめ

Genesys の DSP 機能を利用した検証でご紹介した矩形波と周波数特性についてまとめます。

- ・ 矩形波は奇数次の周波数スペクトラムのみが存在する
- ・ 矩形波の立ち上がり、立ち下がりにはスペクトラムの広がりに関係する
- ・ 矩形波の伝送は正弦波に比べて周波数帯域を必要とする
- ・ 帯域が狭まると、正弦波に近づく
- ・ 位相に周波数特性があると、時間軸波形が大きく変化する

これらの条件を満たす伝送路を設計することが、忠実な波形伝送に必要ななってきます。(図 24)

シングルトーンの正弦波の伝送よりも、矩形波の伝送の方がかなり難しいことが直感的にご理解いただけたと思います。

基板特性と周波数特性

今までご紹介した例は、理想線路での矩形波の周波数特性でしたが、実際の伝送線路には、「基板と基板特性を表すパラメータ」の章でご紹介したように、基板特性によって周波数特性をもちます。この場合の周波数特性もバーチャルネットワークアナライザの Genesys を利用することで簡単に予測することが可能です。

図 25 のように伝送路(この場合 1m のマイクロストリップライン)を回路図²⁷に、基板特性 (FR4 基板) をそれぞれ設定します。グラフ中のチューニングバーを操作することで誘電正接、線路物理幅などの変化による周波数特性、位相特性(群遅延として表示)を見ることができます。

特に、図 26 のようにチューニングをすることで誘電正接によるロスがどれほ

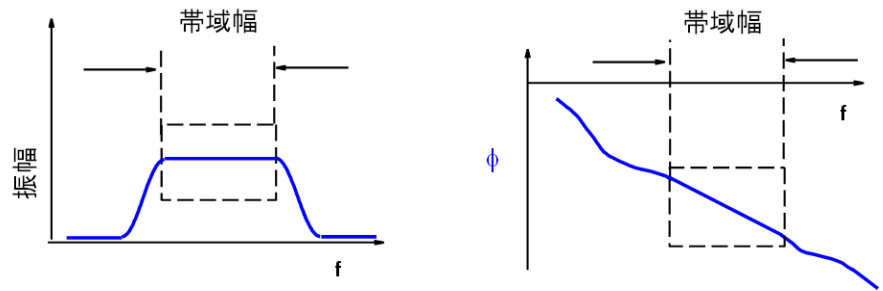


図 24 忠実な波形伝送に必要な条件

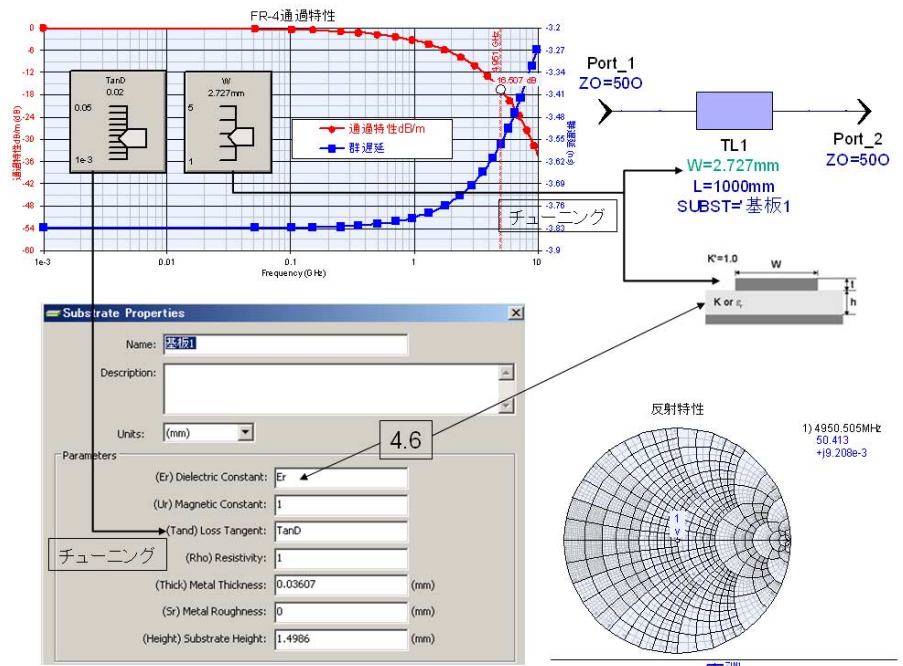


図 25 バーチャルネットワークアナライザによる分布定数伝送路解析

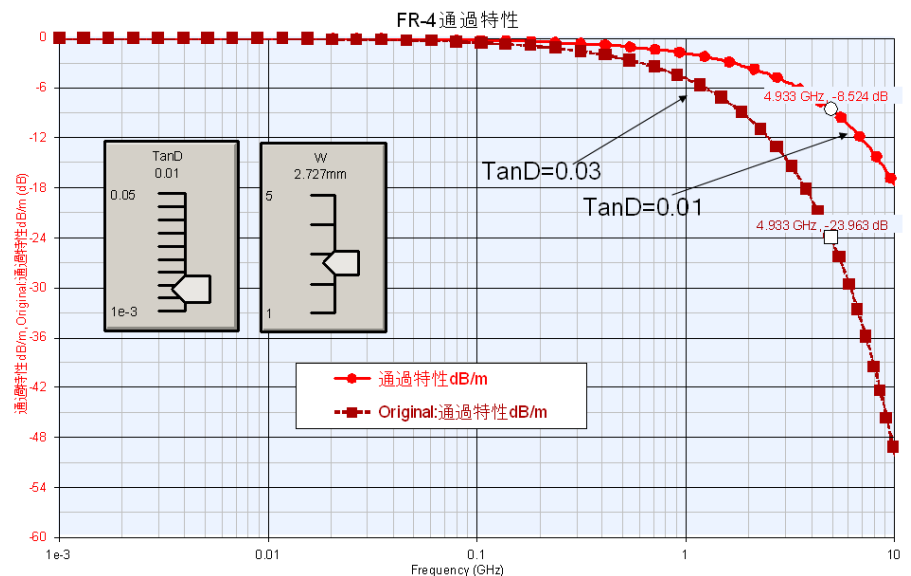


図 26 FR4 基板の誘電正接の差による伝送特性比較

ど高域に効いてくるのか、ご覧いただけるとと思います。これが、高速伝送路でテフロン素材など、誘電正接が小さ

いものが利用される理由です。

²⁷ ストリップラインなど他の実装での特性を出すこともできます。また、差動伝送のミックスドモード S パラメータの解析も行うことができます。TLINE ユーティリティで Z_{oe}, Z_{oo} を指定すると、差動の形状算出を行います。 $Z_{diff}=2*Z_{oe}, Z_{com}=0.5*Z_{oe}$ の関係があります。

最後に

本アプリケーションノートでは、Genesys の「バーチャルネットワークアナライザ」として利用方法をご紹介しますと共に、伝送路の周波数応答を測定する意味について時間軸波形と比較しながらご紹介してまいりました。

最後に、弊社のトレーニングコースでは、高周波エンジニア育成セミナーとして「ネットワークアナライザの基礎」、「マイクロ波の基礎」など複数のコースをご用意しております。Genesys と共にご利用いただくと、理解がいつそう深まると思われます。

本アプリケーションノートが、ユーザー様の設計に少しでも貢献できれば幸いです。

参考文献

- [1] Genesys ヘルプ,2008.01 version, Agilent Technologies
- [2] Mark I. Montrose 著,出口博一/田上雅照 訳,プリント回路の EMC 設計,1997,オーム社出版局
- [3] 複数名共著,技術者のためのプリント基板設計入門,2004,CQ 出版社
- [4] Agilent Technologies,「マイクロ波の基礎」テキスト H7216A-102,2006.01.11, Agilent Technologies (非売品)
- [5] Agilent Technologies, Eagleware GENESYS 体験セミナーテキスト (実践編),Agilent Technologies (非売品)
- [6] 梅川光晴 著,DesignWave2008 年 2 月号,CQ 出版社
- [7] 中山正敏 著,電磁気学,1986,裳華房
- [8] Ron Schmitt 著 黒田忠広 監訳,LSI 技術者のための親切な電磁気学,2005,丸善株式会社森
- [9] 森栄二 著,マイクロウェーブ技術入門講座,2003, CQ 出版社
- [10] Brain C. Wadell 著, Transmission Line Design Handbook, 1991,Artech House Inc.
- [11] 三上直樹 著,デジタル信号処理の基礎,1998,CQ 出版社
- [12] 碓井有三 著,分布定数回路のすべて,2000,自費出版 (URL <http://www3.vc-net.ne.jp/~usuiv>)
- [13] Agilent Technologies,計測の基礎 (オシロスコープ編),2002,AN 番号 5988-7904JA, Agilent Technologies (ダウンロード可)
- [14] Agilent Technologies,オシロスコー

プの周波数応答とその立ち上がり時間確度への影響,2003,AN 番号 5988-8008JA, Agilent Technologies (ダウンロード可)

- [15] Agilent Technologies,「ネットワークアナライザの基礎」テキスト H7215A-200,2006.02.20, Agilent Technologies (非売品)

ワークスペース一覧

本アプリケーションノートで利用している Genesys ワークスペースファイルは弊社の Web よりダウンロードできます。以下の一覧は、ワークスペースファイル名と解析内容との対応を示します。

以下のワークスペースは、すべて Genesys の最小構成で実行することが可能です。

1. DSP 解析 1 - 矩形波のスペクトラムとその振幅、位相特性
rect_wave_dsp.wsx
2. PCB の伝送特性解析
microstrip_analysis.wsx

すべてのワークスペースは、Genesys2008.01[Servicepack1]を利用して作成されています。

改訂履歴

初版 2008 年 4 月
第 2 版 2008 年 9 月

アジレント・テクノロジー株式会社

本社〒192-8510 東京都八王子市高倉町 9-1
計測お客様窓口
受付時間 9:00-18:00 (土・日・祭日を除く)
TEL ■■ 0120-421-345
(042-656-7832)
FAX ■■ 0120-421-678
(042-656-7840)
Email contact_japan@agilent.com
電子計測ホームページ
www.agilent.co.jp

記載事項は変更になる場合があります。
ご発注の際にご確認ください。

©Agilent Technologies, Inc. 2011
Published in Japan, September 21,2011
5990-9156JAJP
0000-08A



Agilent Technologies