

<APMC 2010 基礎講座>

4. 高速デジタル信号伝送技術と
その評価の基礎
ーデジタル伝送と高周波伝送における
設計思考のギャップをうめるー

東京工業大学
石原 昇氏

12月9日(木) 13:00~14:30

高速デジタル信号伝送技術とその評価の基礎

--- デジタル伝送と高周波伝送における設計思考のギャップをうめる ---

石原 昇

東京工業大学 ソリューション研究機構
神奈川県横浜市緑区長津田町 4259-S2-14
ishihara.n.aa@m.titech.ac.jp

あらまし - 時間ドメインのデジタルパルス信号波形は周波数ドメイン上の広帯域に渡る複数の高周波信号で構成されている。これら信号の振幅と位相の相対的状态を損なわないようにすることが高速デジタル伝送回路設計のポイントであり、周波数ドメイン上の設計は時間波形をコントロールする有効な手段である。

本稿では高速デジタル信号伝送技術の基礎として、(1)時間ドメインと周波数ドメインの関係を考慮した伝送回路設計の基本的考え方、(2)伝送回路の基本構成と伝送特性を補償する回路技術、および(3)アイパタンや S パラメータによる伝送特性の評価技術を概説し、高速デジタル伝送回路の実現には、時間と周波数の関係を考慮した融合設計が有効であることを示す。

キーワード - 高速デジタル伝送、伝送線路、フーリエ変換、周波数ドメイン、伝送線路、伝搬定数、プリエンファシス、イコライザ、クロストーク、アイパタン、ジッタ、S パラメータ、群遅延

I. はじめに

LSI 技術の進歩を背景にシステム内の LSI チップ間やプリント基板間を伝送するデジタル信号波形の速度は 10Gb/s を超える領域に達している。このような高速伝送回路の設計評価では、接続配線を伝送線路として取り扱い、その減衰や位相回転、群遅延、インピーダンス整合、クロストークなどの周波数ドメイン(周波数領域)特性を考慮した広帯域な周波特性を得るための設計評価が不可欠である。これまで時間ドメイン(時間領域)の波形のみを取り扱ってきたデジタル回路設計者にとって、周波数ドメインの設計評価は新たな領域であり、時間と周波数の両者を融合した設計評価技術の修得が新たな課題としてクローズアップしている。

本稿では、高速デジタル伝送回路の設計評価の基礎として時間ドメイン特性と周波数ドメイン特性との関係を示し、高速デジタル伝送は広帯域な周波数信号伝送であること、および周波数ドメイン特性をベースとした伝送回路の設計評価の基本的考え方を概説し、時間と周波数の関係を考慮した融合設計および評価が重要であることを示す。

第 II 章で、時間ドメインと周波数ドメインの関係と接続線路の基本特性を述べ、周波数ドメイン特性を考慮した設計の重要性を示す。続く第 III 章では、高速デジタル伝送回路の基本構成を示し、インピーダンス整合や群遅延などの設計上の留意点や伝送線路特性を補償する回路技術を紹介する。第 IV 章では、アイパタ

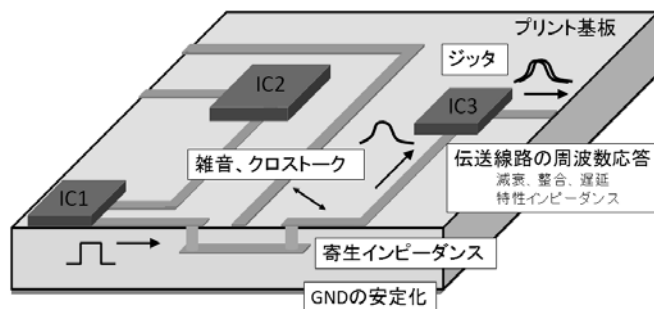


図 1 デジタルデータ信号の高速化に伴う課題

ンや S パラメータの評価技術について述べ、第 V 章でまとめる。

II. 高速デジタル信号伝送の基本的考え方

A. 時間ドメインと周波数ドメイン

まず高速のデジタル伝送回路を設計評価する上で、念頭に置くおくべきことは、時間ドメインのデジタルパルス信号波形は、周波数ドメイン上の広帯域に渡る複数の高周波信号(正弦波)の合成となっていることである。これは任意の時間ドメインの波形は、数学的に正弦波と余弦波の級数、いわゆるフーリエ級数に展開できることによる。

図 2 (a)に示すデジタル信号の”1”と”0”の繰り返しを表すフーリエ級数は、

$$\begin{aligned} x_d(t) &= \frac{4a}{\pi} \left\{ \sin(2\pi ft) + \frac{1}{3} \sin(3 \cdot 2\pi ft) + \frac{1}{5} \sin(5 \cdot 2\pi ft) + \dots \right\} \\ &= \frac{4a}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \left\{ \sin(2\pi f_0 \cdot (2k-1) \cdot t) \right\} \end{aligned} \quad (1)$$

で表される。(数学的な展開は省略する。詳細は多くの書籍[1,2 など]が出版されているので、そちらを参考にされたい。)

この式から図 2 (a)の矩形波は周期 T (=1/f₀) の基本周波数信号とその奇数倍の正弦波の合成信号であることが分かる。図 2 (b)は正弦波の合成により矩形波となることを示したシミュレーション結果である。(1)式の基本波から第 5 項 (9 倍の高調波成分) までを加算し

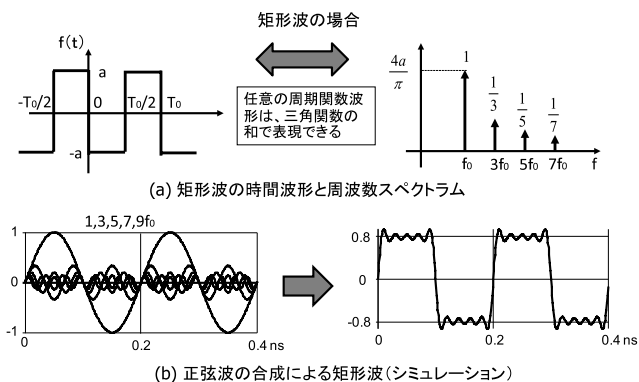


図2 デジタルパルス波形と周波数スペクトラム

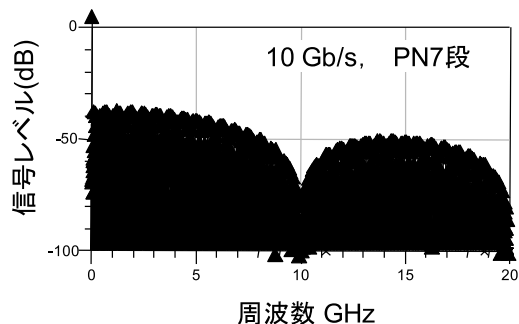


図3 疑似ランダムデータの周波数スペクトラム

た結果で、リップル成分が生じているのは、無限級数の第5項までしか加算していないことによる。

また、実際のデジタル信号ではデータ配列はランダムである。同じ論理値が連続（同符号連続）して発生すれば低い周波数成分を生じることになる。例えば、“1100”の繰り返しデータの周波数成分は、“10”の繰り返しデータの半分になる。図3は10 Gb/sのPN7段の疑似ランダムデータをフーリエ変換して得た周波数スペクトラムである。デジタルデータは、広く分布した周波数成分を持っていることが分かる。いわゆる広帯域な特性となっている。

これに対し無線通信などで使用されている高周波伝送は、特定の周波数の信号にデジタル信号を重畳し通信を行うもので、特定の周波数帯域のみで動作すればよい。動作帯域は狭帯域となり、重畳して伝送できるデジタルデータの容量は高速デジタル伝送に比べ小さい。

B. 波形劣化と周波数成分

デジタル信号波形を正しく伝送するには、デジタル波形に含まれる周波数成分を損なわないよう伝送すれば良い。逆に周波数成分が損なわれると波形歪を生じる。図4(a)は基本波に高調波成分を順番に加算した時の波形である。高調波を順番に加算して行くと波形の立ち上がり時間が早くなる。逆に高調波成分が少なくなると、立ち上がり時間は遅くなり波形がなまることになる。広い周波数帯域の確保が重要と言える。また、図4(b)は3次の高調波成分のみの振幅を大きく

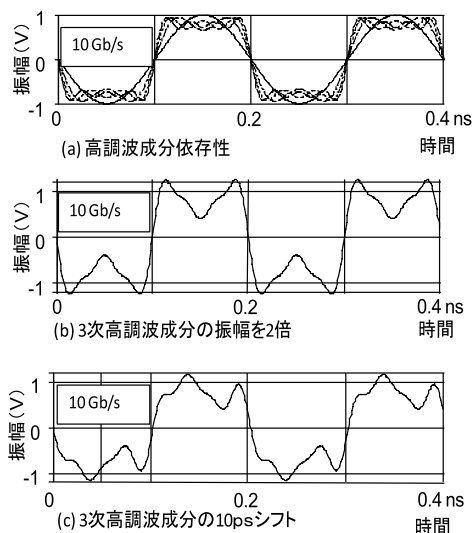


図4 高調波成分の影響

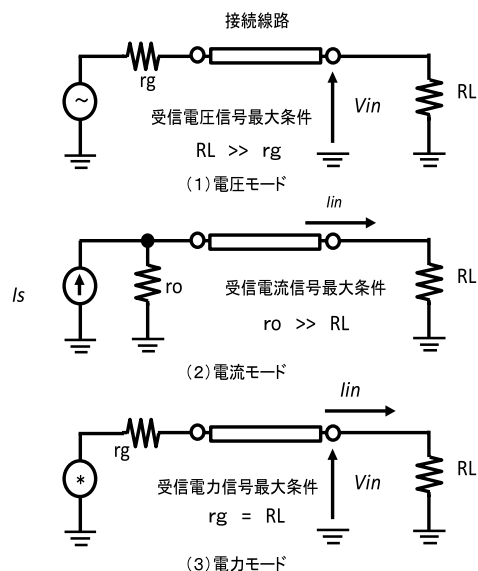


図5 3つの信号伝搬モード

した場合で、図4(c)は3次成分の位相をずらした場合の解析結果である。波形に大きなうねりが生じていることが分かる。このように、デジタル波形の劣化は、波形に含まれる周波数成分の振幅や位相が変化してしまうことにより発生する。高品質の高速デジタル伝送回路の実現には、デジタル波形に含まれる広帯域に渡る複数の周波数の振幅と位相の状態を相対的に一定に保つことが重要となる。

C. 電気信号の伝え方は3種類

以上、波形に含まれる周波数成分について述べたが、この電気信号の伝え方には、図5に示す3種類のモードがある。電圧モードは、電圧の変化を先方へ伝えるもので、信号源の電圧信号を受信側に効率よく伝えるには、信号源抵抗 r_g に対して、負荷抵抗 R_L (受信側の入力抵抗) の値が十分大きいことが条件となる。デジ

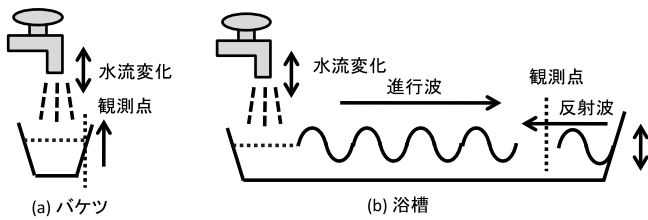


図6 電圧モード伝送の水位を用いた説明

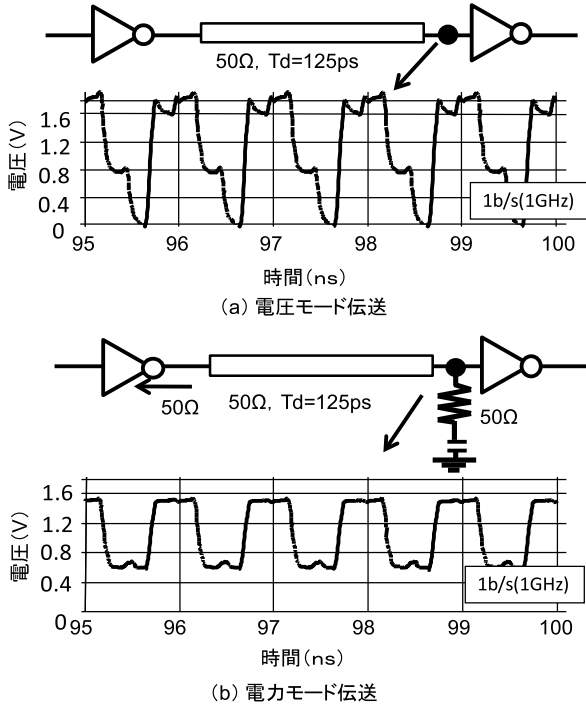


図7 電圧モードと電力モードによる伝送波形

タル回路では、出力抵抗よりも入力抵抗が十分大きいので、電圧モードを利用して信号を伝搬し回路を構成することになる。逆に電流モードは、電流信号を受信端へより多くの電流信号を流し込めるように R_L は r_g よりも十分小さくする必要がある。これらに対し電力モードは、信号をエネルギー変化として伝えるモードで、受信端の負荷抵抗に最大の電力を供給できる条件は、 $r_g=R_L$ となる。この条件はインピーダンス整合条件とも呼ばれ、送信側と受信側のインピーダンスが一致していることを示す。高速伝送ではこの電力モードが主に用いられている。

「それは何故、高速伝送では電力モードが用いられているか？」であるが、それは接続線路の物理的な長さによる。線路の長さが十分短い場合は、すぐに受信端へ信号が伝わるが、線路が長くなると受信端に信号が到達するまでに時間を要する。信号が接続線路を波として伝わるようになる。よく電位を水位に例え、電気動作を分かりやすく説明するが、電圧モード伝送の様子を示したのが図6である。蛇口からの水流に強弱をつけて水をバケツと浴槽に注ぐ場合の様子を示している。バケツの場合は蛇口からの水流変化を水位変化として、すぐに観測できるのに対し、浴槽の場合は波

として観測点側へ伝わって行き時間が経過したのち水位変化を検出することができる。観測できるまでの時間が線路の伝搬遅延時間となる。しかし、この浴槽の場合、波は観測側の壁に衝突し跳ね返される。到達しようとする波を乱してしまい、正しい水位変化を連続的に観測することができなくなってしまう。この現象は、実は電圧モード、電流モードの伝搬でも同様に発生し、信号源側と受信側のインピーダンスに差があると信号が反射する。浴槽の壁は、電圧モードでインピーダンスが高いことに相当する。この信号反射を防止するためには、波のエネルギーを受信側で吸収する必要がある。これが伝送回路のインピーダンス整合(マッチング)であり、伝送距離が長い場合は電力モードの信号伝送が適していることになる。

図7は、インバータ間に伝送線路を挟み込んで、2 Gb/s の“10”信号を送信した時の受信端での波形を解析した例である。インピーダンス整合を確保していない場合は、送信端と受信端で反射を生じ、大きく歪んだ波形になっていることが分かる。50Ω整合を確保すると電圧振幅は原理的に半減するが良好な矩形の受信波形が得られていることが分かる。

通常、LSI チップ内の接続配線は短いため無視できることから電圧、電流モードで回路が構成され、接続距離の長いチップ間/ボード間の接続では、電力モードを用いるのが一般的である。そのため高速 LSI の入出力部では伝送線路の駆動とインピーダンス整合を確保するための入出力回路を搭載する。

D. 接続配線の特性

(1) 分布線路特性の解析

次に信号を伝える接続配線の特性を考える。プリント基板上の一般的な配線は図1に示したように折れ曲がったり、ビアホールを介して他の配線を迂回するなど複雑な配線構造となっているが、ここでは、図7に示すような GND パタン上の単純な直線配線(マイクロストリップ線路)の特性解析を行う。解析にあたって配線の単位長さ当たりの配線のインダクタンスと抵抗成分を L と R とし、配線と GND 間の容量とコンダクタンス成分を C , G とする。配線の微小区間 dx による電圧変化、電流変化を dv_x , di_x とすると

$$v_x - (v_x + dv_x) = R \cdot dx \cdot i_x + L \left(\frac{di_x}{dt} \right) dx \quad (2)$$

$$i_x - (i_x + di_x) = G \cdot dx \cdot v_x + C \left(\frac{dv_x}{dt} \right) dx \quad (3)$$

が成り立つ。ここで、 v_x と i_x は振幅 V_x , I_x の交流信号であると仮定すると、オイラーの公式[3]より、

$$v_x = V_x \cdot e^{j\omega t} \quad (4)$$

$$i_x = I_x \cdot e^{j\omega t} \quad (5)$$

と表現できる。ここで $\omega (=2\pi f)$ は交流信号の角周波数である。これを用いて(2)と(3)式を整理すると、

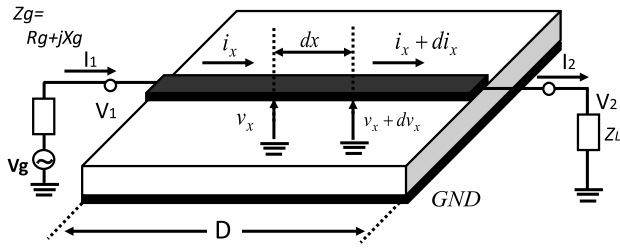


図8 マイクロストリップ線路

$$\frac{d^2 V_x}{dx^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) \cdot V_x \quad (6)$$

$$\frac{d^2 I_x}{dx^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) \cdot I_x \quad (7)$$

となる。これらは、伝送線路の特性を示す波動方程式と呼ばれている 2 次の微分方程式で、境界条件を与えることにより解を得ることができる。まず、一般解は、 a, b を積分定数とすると、

$$V_x = a \cdot e^{rx} + b \cdot e^{-rx} \quad (8)$$

$$I_x = \frac{1}{Z_0} (-a \cdot e^{rx} + b \cdot e^{-rx}) \quad (9)$$

となる。ここで、 r は伝搬定数、 Z_0 は特性インピーダンスとして、下式の表現となる。

$$r = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} \quad (10)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (11)$$

式(8)、(9)の解であるが、式中の e^{rx} 項は x の増加とともに値が大きくなっていくため、自然現象としてあり得ない。定数 a の値は必然的に零になる。さらに、配線の長さを D とし、入力信号端での電圧、電流振幅を V_1, I_1 、受信端を V_2, I_2 とすると、分布線路の行列式と呼ばれている以下の解を得る。

$$V_1 = V_2 \cdot \cosh(r \cdot D) + Z_0 \cdot I_2 \cdot \sinh(r \cdot D) \quad (12)$$

$$I_1 = V_2 \cdot \sinh(r \cdot D) / Z_0 + I_2 \cdot \cosh(r \cdot D) \quad (13)$$

ここで、負荷インピーダンス Z_L が特性インピーダンス Z_0 と一致（整合）しているものとする解は単純化でき、受信端での電圧 V_2 、電流 I_2 は、

$$V_2 = \frac{1}{e^{r \cdot D}} \cdot V_1 \quad (14)$$

$$I_2 = \frac{1}{e^{r \cdot D}} \cdot I_1 \quad (15)$$

で表現できる。伝搬可能な信号成分は距離 D が増すと指数関数的に減衰することになり、また伝搬定数 r が小さい程、減衰量は小さくなることを示している。

(2) 伝搬係数

それでは、次に減衰量を決定する伝搬定数 r について考える。 r は(10)式で示したように複素数で、実部と虚部を分離して表現すると、

$$r \approx \frac{\sqrt{LC}}{2} \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C} \right) + j\omega\sqrt{LC} \left(1 - \frac{RG}{2\omega^2 LC} \right) \quad (16)$$

となる（導出は省略、テイラー展開による近似を利用して求める）。実部を減衰項 α 、虚部を位相項 β と呼ぶ。この式で注目すべき点は、まず虚部の位相項である。 β を角周波数 ω で微分すると、

$$\frac{d\beta}{d\omega} \approx \sqrt{LC} \quad (17)$$

と一定の値を得る。この値は信号の遅延量を示すもので、固定値を持つことは周波数成分が変化しても遅延量は変化しないことを意味する。デジタル信号パルスには複数の周波数成分が含まれるが、図8に示した均一の線路では周波数による遅延差を生じない。パルス波形形状を保ったまま信号を伝送できる。これは画期的なことと同軸ケーブルやストリップラインはこの特性を利用して信号の伝送を行っている。このような配線のことを伝送線路と呼び、単純な接続配線とは区別している。なお、(17)式の逆数は信号速度 v となり、

$$v \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \varepsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \quad (18)$$

となる。ここで、 μ_0, ε_0 は真空の透磁率と誘電率、 μ_r, ε_r は線路を構成する材料の比透磁率と比誘電率で、 c は光の速度である。線路上の電気信号は、 c に対し比透磁率と比誘電率の積の平方根で減速され伝わる（信号の周期が空気中よりも短くなる）。

減衰項 α は、特性インピーダンスを $Z_0 \approx \sqrt{L/C}$ とすると、

$$\alpha \approx \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + G \cdot Z_0 \right) \quad (19)$$

となる。配線の抵抗 R とコンダクタンス G が小さければ小さいほど減衰が小さくなる。ここで問題になるのは、この R と G の値が周波数依存性を有することである。周波数依存性が無ければ、広帯域の信号成分を含むパルス信号は、その振幅が減衰するのみで波形は歪まない。しかし、信号周波数に依存して R, G の値が変化することになると、パルス波形を構成する周波数の振幅成分が変化してしまいデジタル信号パルスを歪ませてしまう。

計算に用いたパラメータ

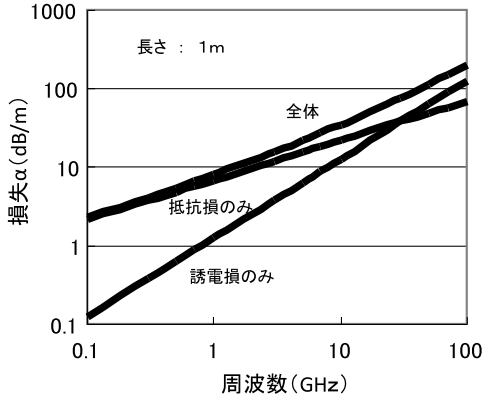
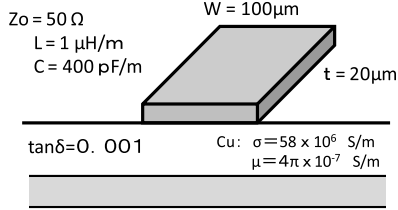


図9 減衰量の計算結果例

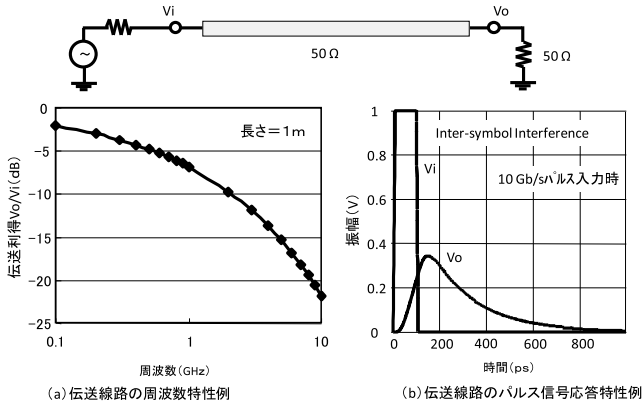


図10 伝送線路の周波数特性とパルス信号応答

(3) 表皮効果

信号周波数が高くなると信号電流が導体の周囲に集中して流れる現象である。電流が流れる表面の厚さを表皮厚 δ と称し、その値は、

$$\delta \approx \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (20)$$

で与えられる。ここで、 μ は透磁率、 σ は導電率である。表皮厚 δ は信号周波数 f の平方根に半比例して薄くなる。ここで、図8の線路において、導体の幅を W 、厚さを t とすると、

$$R \approx \frac{1}{2\sigma\delta(W+t)} = \frac{1}{2(W+t)} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \quad (21)$$

となり周波数 f の平方根に比例して R の値が増加する。

[誘電体損]

誘電体損は誘電体材料が不純物を含み理想的でないことに起因して高周波のコンダクタンスが周波数に比例して増大する現象である。配線の容量値とコンダクタンス値を結びつける係数として、誘電正接 ($\tan \delta$) を用いている。 G の周波数特性は、

$$G \approx \tan \delta \cdot 2\pi f \cdot C \quad (22)$$

で与えられる。

(4) 減衰特性の計算結果例

以上、接続配線（伝送線路）の特性を式により展開してきたが、定量的な理解を深めるため、(19)~(22)式による減衰量の計算結果例を図9に示す。一般的なプリント基板上の配線を想定した。長さ1mで10GHzの減衰量は、20dB以上（100分の1以下）に及ぶ。その要因としては、表皮効果だけでなく誘電体損の影響が高周波領域では大きいことが分かる。このような伝送線路にパルス信号を入力すると図10(b)に示すように、高周波成分が抑圧され歪んだ波形になる。

E. 低速伝送と高速伝送の境界

速度が遅く伝送距離が短ければ、電圧モード、電流モード、速度が速く伝送距離が長ければ電力モードの伝送を使用することになるが、その境界はどのように考えればよいであろうか。境界線の引き方については、技術者や研究者によって定義が異なるが、一つの考え方として電圧モードで、信号が反射して来た信号の影響を無視できる往復の遅延時間を設定し判断することができる。データの伝送速度を、 B bit/s とし、配線の往復に許容できる往復時間をデータ周期の $A\%$ とすると、線路上の信号の速度は (18) 式で与えられるので、

$$\frac{A}{B} \times 100 > 2D\sqrt{LC} = \frac{2D\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}{c} \quad (23)$$

の条件が得られる。距離 D について解くと、

$$D < \frac{1}{2} \cdot \frac{A}{B} \cdot \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \times 100 \quad (24)$$

となる。図11に A を10%とした時の境界条件の計算を示す。10 Gb/s で基板の比誘電率が4の時、電圧モードで許容できる伝送距離はわずか0.75mmとなっている。これを超える距離では、電圧モードでの信号伝送は難しいことになる。

III. 高速デジタル伝送線路回路の設計

A. 高速伝送回路の基本構成

LSI チップ間/ボード間の高速デジタル伝送を実現するには、電力モードの伝送が基本となり、高速伝送を行う LSI では図12に示すように伝送線路を駆動、受

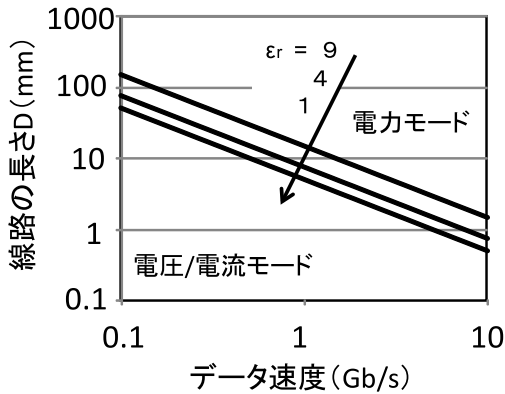


図 1-1 電圧/電流モードと電力モード伝送の境界 (目安)

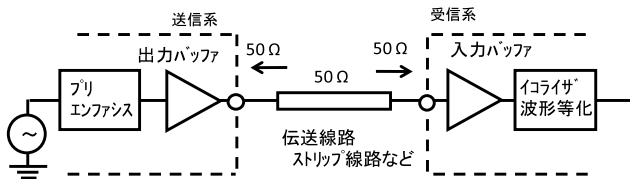


図 1-2 高速デジタル伝送回路の基本構成

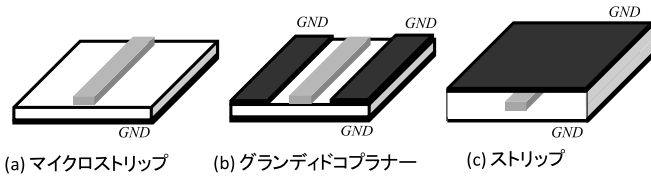


図 1-3 各種伝送線路構造

信し、整合を確保するための入出力回路を搭載する。伝送線路の特性インピーダンス Z_0 は、工学的に 50Ω が用いられている。これは、(19)式から分かるように、損失を最小とする最適な Z_0 値が存在し、テフロンを誘電体として用いた同軸ケーブルの場合、その値が約 50Ω となることに起因している。高速・高周波の測定器の入出力インピーダンスはこれに合わせて 50Ω に規格化されている。チップ間/ボード間の接続では必ずしも 50Ω である必要はないが、 50Ω 近辺が設計評価上都合良いことから設計基準値として用いられている。また、伝送回路の設計は送信回路の出力インピーダンス、伝送線路の特性インピーダンス、受信回路の入力インピーダンスが広帯域に渡って整合するように設計するのがポイントである。線路の特性インピーダンス設計では、基板の誘電体の厚さは任意に決められないので、主に線幅を最適化することにより行う。

また、必要に応じて前章で述べた伝送線路の損失特性を補償するプリエンファシス回路やイコライザ回路を搭載する。

B. 伝送線路の種類

伝送線路としては、図 8 のマイクロストリップ線路以外にも図 1-3 に示すようなさまざまな構造の伝送線路を構成することができる[4]。グラウンディドコプラナーやストリップ線路は周囲が GND に囲まれているた

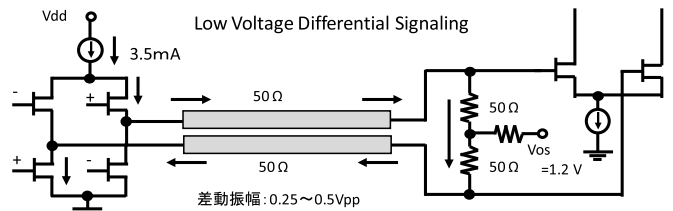


図 1-4 LVDS インターフェース

め、占有面積を必要とするがクロストークや雑音に強いと考えられる。但し、盲点として GND が強固でないと GND パタンの寸法に起因する共振が発生し伝送波形が乱れてしまう場合がある。GND パタンには、GND ビアを多く設けるなどの注意が必要である。

C. シングル伝送と差動伝送

LSI 技術の進歩とともに電源電圧が低下し、動作振幅も減少した。このため、外来雑音に対する耐性が必然的に弱くなっている。また、LSI の消費電力の内訳において、 50Ω 駆動回路の割合が大きくなっており小振幅低電流の動作が望まれるようになった。これを解決する手段として図 1-4 に示す LVDS (Low Voltage Differential Signaling) や CML (Common Mode Logic) と呼ばれる差動構成による伝送回路技術が多く使用されるようになった[5]。シングル構成に対して、配線面積は広がるが、差動化により小振幅動作化、雑音耐性の確保が可能になる。差動線路は、それぞれの線路と GND 間の特性インピーダンス (約 50Ω に設計) および差動対線間の特性インピーダンス (約 100Ω に設計) を考慮し設計を行い、受信回路で同相雑音除去比の高い差動回路を適用し同相雑音成分を取り除く。

D. 伝送線路特性の補償技術

伝送線路の周波数特性により、高周波成分が劣化しデジタルパルス信号が劣化してしまうことを図 1-5 で示した。この周波数特性を改善する手法が、これまで数多く提案されている。基本的な考え方としては、(1) 周波数特性を改善する方法 (周波数ドメイン) [6-9] と (2) 波形を改善する方法 (時間ドメイン) [10] の 2 つに分けられる。また、補償を行う箇所として伝送線路の特性を見越して送信回路で信号を強調する (a) プリエンファシス技術と受信回路で劣化した成分を補償する (b) イコライザ技術に分けることができる (図 1-2 参照)。

図 1-5 は周波数特性を改善するイコライザ技術の原理を示したもので、イコライザ回路で高周波成分を強調するか、低周波成分を抑圧することにより広帯域な特性を実現するものである。図 1-6 は、高周波信号成分を強調するピーキング回路である。このような回路をイコライザとして用いることにより、歪んだ波形をパルス波形に戻すことができる。但し、適用時に注意すべき点は、群遅延特性が必要帯域内で一定に保たれていることである。(17)式で示したように伝送線路の群遅延は周波数に依存せず一定である。波形歪は減衰

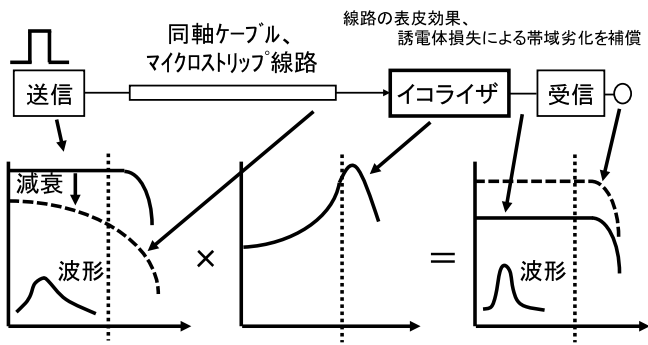


図 15 イコライザによる伝送線路の帯域補償

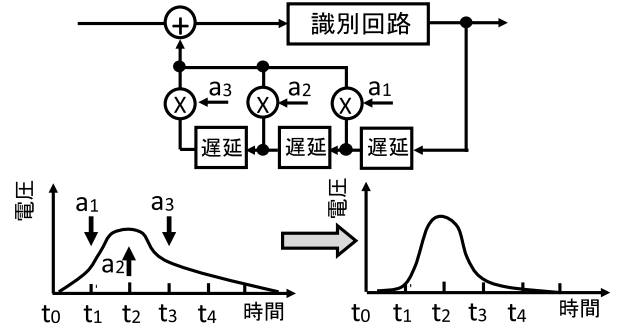


図 17 Decision Feedback Equalizer (DFE)

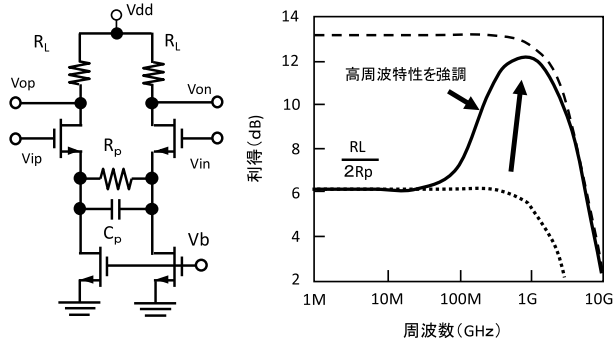


図 16 高周波ピーキング

項 α の周波数特性によるもので、振幅のみの劣化によって生じている。振幅の補償と同時に群遅延偏差を小さく保つことが重要である[6]。

図 17 は、DFE (Decision Feedback Equalizer) と呼ばれている波形整形回路技術で、識別回路からのデータ波形に異なる遅延量、重み付けをした波形を入力信号端子へフィードバックすることにより波形レベルでのイコライザ動作を可能としている[10]。

図 18 は、プリエンファシス回路の事例で、遅延回路の信号を適当に重みづけし加算することにより、等価的に高周波成分を強調したデータ信号波形を生成することができる。

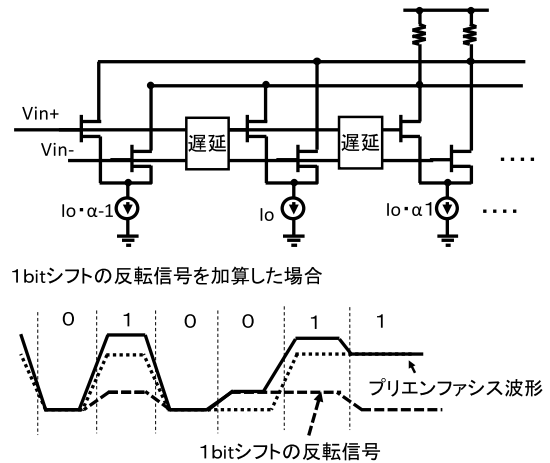


図 18 プリエンファシス回路技術

E. 高密度配線 (マルチ伝送) におけるクロストーク

他の信号線が近接した場合、容量性、誘導性の結合によりクロストークや線路インピーダンスの不連続が生じ信号波形を乱す要因になる。一般的な対策としては、線間隔を広げる、GND パターンを線間に配置しシールドするなどが考えられるが配線の高密度化と逆行してしまうため配線面積とクロストークのトレードオフ設計が必要となる。図 19 は平行線路間のクロストーク量の計算結果例である。一般的なプリント基板 (FR4) 上の伝送線路を想定した。10 GHz の信号に対して、線間間隔が短いと 10mm の並走で、-20 dB (10%) のクロストークが生じる。この事例の場合、10GHz の信号に対して、-40 dB(1%)以下のクロストーク量にするには、2mm 以上配線間隔を広げることが分かる。なお、周波数が一桁小さくなるとク

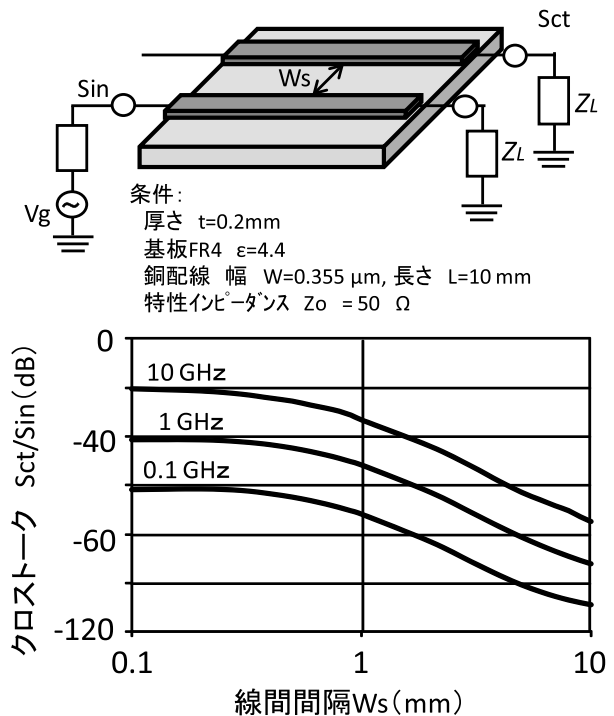


図 19 隣接線へのクロストーク

ロストーク量も一桁 (-20 dB) 減少しており、この場合の結合は容量性であることが分かる。

F. 伝送帯域の制限 (フィルタリング)

第 II 章で理想的な矩形のデータパルス波形を生成し伝送するには、伝送回路の周波数帯域は広ければ広いほど良いことを述べた。しかし、帯域が広がると必然的に雑音信号に対する帯域も広がってしまい、受信回路でデータの論理値を識別する際の誤り率が增大してしまう。また、広帯域化を図るためには送受信回路の駆動能力を高める必要があり、消費電力の増大を招く。

10 Gb/s のデジタル信号 (NRZ 信号 : Non Return to Zero) の最大の基本周波数成分は 5 GHz であるので原理的には 5 GHz の帯域があれば良い。しかし、”10 “の繰り返し時の波形は、正弦波となるため、波形の最大・最小点でタイミング良くデータの識別を行うのは難しい。このため、データの識別マージンを確保する必要がある。一般的に最大基本周波数の 1.4~1.5 倍の帯域を確保する。10 Gb/s データの場合、高周波領域への上限帯域は 7~8 GHz (ビットレート値の 70~80% の値) となる。下限帯域は基本的に DC から必要となるが、同符号連続数を制限できれば、連続数に応じた下限帯域を確保すればよい。

ローパスフィルタで帯域を制限するには、群遅延特性に注意を払う必要がある。群遅延が帯域内で一定となるバウチア型やベッセルトムソン型の適用がふさわしい。

G. 寄生インピーダンスの影響

実際の基板配線では、配線を曲げたり、上層と下層間の配線を利用したりすることがあるが、高速伝送線路では直線接続が望ましい。配線を曲げる場合は、緩やかな曲線により反射を防止するのが良い。配線層を変えてしまうと GND との距離が変化し特性インピーダンスが変化してしまうこと、ビアの抵抗やインダクタンスの影響も考慮する必要がある。また、LSI パッケージの寄生容量やボンディングワイヤの影響も考慮する必要がある。ボンディングワイヤのインダクタンスは、1 mm 程で約 1 nH の値となる。10 GHz のインピーダンスは約 60 Ω になる。これだけで、50 Ω の伝送線路と整合を取るのには困難となってしまう。10Gb/s 級の高速回路ではインダクタンス値を小さくできるバンブ接続を使用するのが一般的となっている。送信回路/受信回路と伝送線路の接続部のインピーダンスは意外に影響が大きく無視できない。

IV. 高速デジタル伝送特性の評価

A. アイパタン

送信回路より送られてきたデータ信号は、論理値をフリップフロップで識別再生し、デジタル処理回路部へ転送する。この際、受信データには、振幅雑音、時間軸雑音が重畳した歪んだ波形となっているため、正しいデジタル情報が得るための識別タイミング時間および、しきい値電圧の範囲が制限される。この識別マ

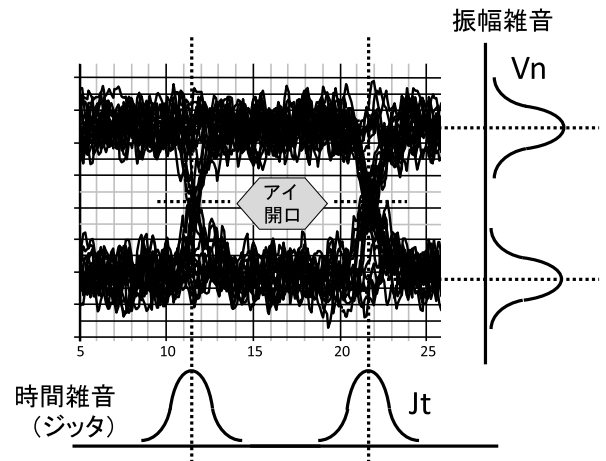


図 20 アイパタン

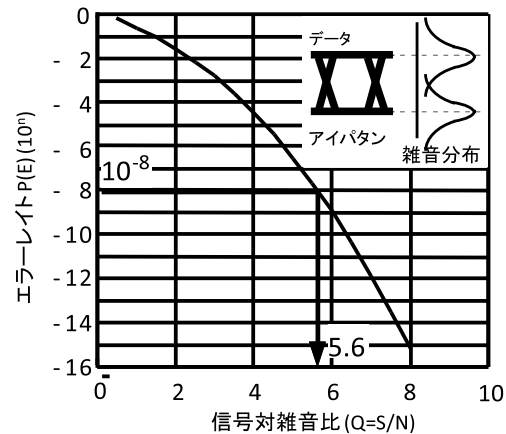


図 21 エラーレート特性

ージンの評価に用いるのが図 20 に示すアイパタン (アイダイヤグラム) である [11]。アイパタンは伝送レイトの周期で波形を折り返し重ね合わせて表示させることにより、ランダムなデータ配列に対する振幅および時間軸上の識別マージンを評価することができる。人間の目の形状に似ていることからアイパタンと呼ばれ、アイ開口が大きい程、識別マージンが大きく、データの誤り率を小さくすることができる。アイパタンはサンプリングオシロスコープで一般的に観測する。

(1) アイパタンの開口率を制限する要因

アイパタンの開口率を制限する要因として、主に (i) ランダム雑音、(ii) 伝送線路回路の特性、(iii) 外部からの回り込み信号による影響が考えられる。

a) ランダム雑音

送受信回路内のトランジスタのチャネル雑音や抵抗素子の熱雑音に起因する [12]。ランダムに発生する雑音で統計的に取り扱い、雑音の強度はガウス分布を示す。信号振幅を S 、雑音振幅の 2 乗平均値 (σ 値) を N 、その比を $Q=S/N$ とし、信号振幅の中央値を識別電圧としたときのデータの識別エラーの発生確率 $P(E)$ は、

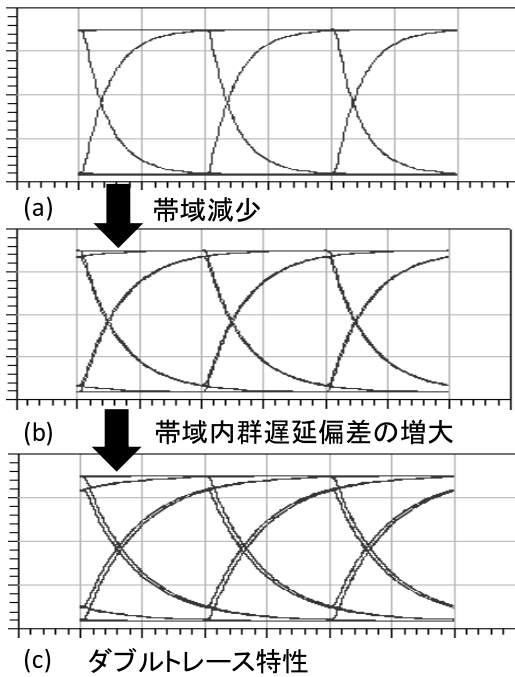


図 2 2 伝送回路帯域の影響

$$P(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{e^{-(Q^2/2)}}{Q} \quad (25)$$

となる。図 2 1 は Q 値 (信号対雑音比 S/N) とエラーレート (誤り率) の関係を算出した結果である。Q の値が 5.6 の時、 10^8 回の識別動作で発生する誤りは 1 回となる。一般の通信システムでは 10^{-12} 以下のエラーレートが必要とされている。信頼性の高いシステム程、低いエラーレートが要求される。

また、この振幅方向のランダム雑音は、波形の立ち上がり、立ち下がり特性により時間軸変換されランダムな時間雑音 (ジッタ) として観測される。時間軸方向のエラーレートについても振幅雑音と同様に考えることができる。

b) 伝送線路回路の特性

主に動作帯域と帯域内の群遅延偏差が問題となる。所望の伝送速度に対して送受信回路および伝送線路の高周波領域の帯域が不足すると、図 2 2 に示すように波形がなまり、次に続くデータパターンへ影響を及ぼす符号間干渉を生じ、振幅と時間軸双方のアイの開口率を狭めてしまう。さらに、送受信回路は等価的に RC のローパスフィルタ回路と考えることができるので、動作帯域が不足すると位相が回転し、その周波数依存性が一定でなくなる (帯域内の群遅延偏差が大きくなる)。周波数成分によって、振幅だけでなく遅延量も変化してしまう。ランダムなデータパターンでは同符号連続状態に応じてダイナミックに周波数成分が変化しており、群遅延量が一定でないデータパターンに依存した形で遅延差が生じる。これがデータパターン依存ジ

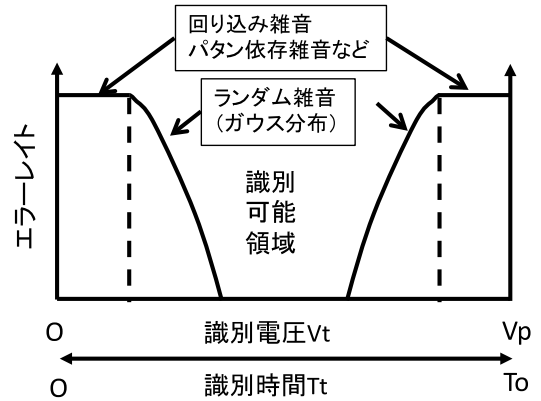


図 2 3 バスタブ特性

ッタと呼ばれるもので、帯域内の群遅延偏差が大きい場合に発生する。アイパターンにおいて良く観測されるダブルトレース (図 2 2 (c)) は、帯域不足により群遅延偏差が大きくなることにより発生することが多い。

また、送受信回路と伝送線路との不整合による反射や送受信回路の非線形特性による歪も当然のことながらアイパタンの開口率に影響を及ぼす。

c) 外部からの回り込み信号

周期的な雑音としてクロック信号やデジタル回路のスイッチング雑音が回り込み信号受信部のアイ開口に影響する。送受信回路や伝送線路へのクロストークにより、振幅方向と時間軸方向の両者の識別マージンを制限する要因となる。クロストークや電源を介した回り込みに注意が必要である。

(2) バスタブ特性

アイパターン開口率の制限要因を特定する方法として用いる。横軸に識別回路のしきい値電圧、またはクロックタイミング時間を取り縦軸にエラーレートを取る。パターン依存雑音や回り込み雑音にランダム雑音が重畳した形になるので、図 2 3 に示すバスタブの様な特性を示す。ガウス分布を示している領域がランダム雑音の領域で、識別領域を単純に狭めている領域が、回り込み雑音や回路特性に起因する雑音成分となる。このような評価を行うことにより開口率の制限要因分析が可能となる。評価は、疑似ランダムパターン発生器とエラーディテクタを組み合わせで行う。

B. Sパラメータの周波数特性

送受信回路、伝送線路、フィルタなどのパッシブデバイスの利得、整合性、インピーダンス、クロストークなどの周波数特性を調べるのにネットワークアナライザ [13] による S パラメータの周波数特性評価が多く利用されている。

S パラメータは散乱 (Scattering) パラメータの略で、電力モード伝送に基づいたパラメータである [13, 14]。2 端子デバイスへの入射信号と散乱 (反射) 信号の関係を下式により定義している (図 24 参照)。

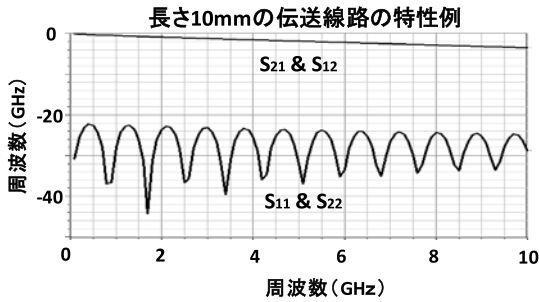
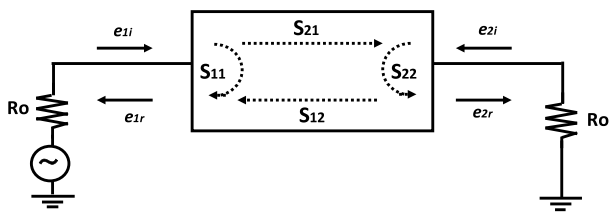


図 2 4 S パラメータの定義と周波数特性例

$$e_{1r} = S_{11} \cdot e_{1i} + S_{12} \cdot e_{2i} \quad (26)$$

$$e_{2r} = S_{21} \cdot e_{1i} + S_{22} \cdot e_{2i} \quad (27)$$

ここで、

- $S_{11}=e_{1r}/e_{1i}$ =入力反射係数、
- $S_{21}=e_{2r}/e_{1i}$ =順方向伝達係数
- $S_{12}=e_{1r}/e_{2i}$ =逆方向伝達係数
- $S_{22}=e_{2r}/e_{2i}$ =出力反射係数

である。デバイスの S_{21} 特性からは、順方向の伝送利得や損失を、 S_{11} や S_{22} 反射係数値から、回路の入出力インピーダンス値を知ることができる。また、これらの周波数特性を評価することにより、デバイスの帯域や位相回転、群遅延も評価可能である。なお、この時の信号源と負荷側の基準インピーダンスは R_0 で、通常 50Ω が用いられている。

図 2 4 にマイクロストリップ伝送線路の周波数特性の算出結果例を示す。伝送特性 S_{21} と S_{12} は周波数の増加とともに減衰していることが分かる。 S_{11} と S_{22} 特性は、伝送線路が完全に 50Ω であれば、それらの値は無限小となるはずである。周期的なリップルは伝送線路が完全な 50Ω 線路にはなっておらず、その線路の電気長で信号反射が生じていることによる。リップルの最大値が小さい程よい。

S パラメータの周波数特性を評価することにより、伝送回路の入出力インピーダンスや利得、減衰量、位相の周波数特性を明らかにでき、デジタルパルス信号の波形歪の原因を推定できる。

C. 周波数スペクトラム

スペクトラムアナライザ[13]による評価は、データ波形に含まれる周波数成分を明らかにする。例えば波形観測では特定が難しいクロック信号などの周期性のクロストークがデータ信号波形に重畳していないかを確認する上で有効な手段である。図 3 で示した 10

Gb/s NRZ ランダムデータ信号のスペクトラムには、10 GHz のクロック周波数成分は存在しない。観測された場合はクロック信号成分がデータ信号に重畳していることになる。

V. むすび

以上、高速デジタル信号伝送回路を設計評価するための基本的な考え方、手法について述べた。時間ドメインのデジタルパルス信号波形は周波数ドメイン上の広帯域に渡る複数の高周波信号で構成されている。それらの振幅と位相の状態を損なわないように伝送することが伝送回路設計ポイントで、周波数ドメイン上の設計は時間波形をコントロールする有効な手段である。

LSI 技術をベースとした高速システムは、さらなる進歩を続けている。より高速で高集積、高密度なデジタル伝送回路の実現には時間ドメインと周波数ドメインの関係を念頭に置いた設計、評価技術は不可欠であり、その重要性が増して行くことは間違いない。本稿がこれからの時代を切り開く設計開発者の課題解決のための一歩となれば幸いである。

参考文献

- [1] 水本哲弥, 「フーリエ級数・変換/ラプラス変換」, オーム社, ISBN-12: 9784274502729, 2010.
- [2] 大野克郎, 西哲生, 「大学課程 電気回路(2)」, オーム社, ISBN-10: 4274131955, 2000.
- [3] 大野克郎, 西哲生, 「大学課程 電気回路(1)」, オーム社, ISBN-10: 4274131661, 1999.
- [4] Brian C. Wadell, "Transmission Line Design Handbook" Artech House, ISBN-10: 0890064369, 1991.
- [5] "LVDS Owner's Manual Including High-Speed CML and Signal Conditioning" Fourth Edition, National Semiconductor, http://www.national.com/analog/interface/lvds_owners_manual, 2008.
- [6] 石原昇他, 「広帯域多段 CMOS リミッタ増幅回路構成による高速デジタル信号伝送用イコライザ回路」, 電気学会 電子回路研究会, ECT-06-23, 2006.
- [7] M. Tomita, et. al "A 10Gb/s Receiver with Equalize and On-chip ISI Monitor in 0.11_μm CMOS", Symp. VLSI Circuits Dig. 18, pp. 202-205, 2004
- [8] H. Farjad-RadH., et. al, "0.622-8.0Gbps 150mW Serial IO Macrocell with Fully Flexible Preemphasis and Equalization", Symp. VLSI Circuits Dig. 17, pp. 63-66, 2003.
- [9] P. G. hang, et. Al, "A BiCMOS 10Gb/s adaptive equalizer", IEEE International Solid-State Conference, vol. XVII, pp. 482-483, 2004.
- [10] B. S. Son, et al, "NRZ timing recovery technique for band-limited channels", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 32, pp. 514-520, 1977.
- [11] M. P. Li, 「Jitter, Moise and Signal Integrity at High-Speed」, Printice Hall, ISBN-10: 0132429616, 2008.
- [12] 斎藤 正男 監訳, C.D. Motchenbacher, F.C. Fitchen, 「低雑音電子回路の設計」, 近代科学社 (1977/09).
- [13] 森屋 徹昌 他, 「高周波計測」第 4 刷, 東京電機大学出版局, ISBN-10: 450131950X, 2004.
- [14] 市川古都美 他, 「高周波回路設計のための S パラメータ詳解」, CQ 出版 ISBN-10: 478983025X, 2007.