平成２８年度　修　士　論　文

PAM-4 信号伝送波形の考察とその非線形性補正および等化技術に関する検討

指導教員　　弓仲　康史　准教授

群馬大学大学院理工学府 理工学専攻
電子情報・数理教育プログラム

北村　拓也

目次

第 1 章　緒言

近年、大規模集積回路（LSI: Large Scale Integration）においてトランジスタ素子の微細化による高速動作が可能となっているが、それに伴い基板・配線などの伝送線路の寄生素子に起因する信号波形の劣化及びノイズの混入といった問題が顕在化している。これらの問題は LSI システムの情報伝送において一般的に扱われている高速デジタル信号が多くの高周波成分を有しているのに対し、伝送線路が高周波成分を遮断するローパスフィルタ（LPF: Low Pass Filter）として振る舞うことによって伝送された信号の高周波成分が減衰し伝送波形を劣化させることに起因する。高速デジタル信号伝送において、伝送線路による波形劣化は受信回路の許容量を超えるとデータエラーを引き起こす。今後、要求される信号伝送においてはデータレートの高速化・通信量の増大が予想されるが、それに伴い伝送線路の帯域制限に起因する波形劣化もより一層深刻化し、LSI システム全体の動作速度が制限されてしまう。

これらの配線に起因する諸問題の解決策として、損失の少ない伝送路の利用や波形整形技術が用いられている。しかしながら、損失が少ない伝送線路は作成コストが大きいため、LSI システム全体のコストが上昇してしまう。また、波形整形技術は伝送線路の影響を信号処理により補償することで信号劣化を抑えることができるが、信号レートの高速化に伴い回路規模や消費電力が増大してしまうという問題がある。

以上のような背景から、無線通信の分野で用いられている高効率な符号化技術の有線通信への適用が注目されている。符号化技術の例として、従来の（0,1）の 2 値信号を 2 ビット同時に 4 レベルの信号（0,1,2,3）を用いて表現することで情報密度を向上させ、送信する情報量を減らすことなく伝送速度を抑えることが可能な PAM-4 信号伝送方式（PAM: Pulse Amplitude Modulation）が挙げられる。

しかしながら、PAM-4 信号伝送は（0,1,2,3）の 4 値の信号レベルを有するため、伝送時に中間レベルにおける複雑な遷移が発生する。そのため従来の 2 値信号とは異なる対応が必要となる。また、高速信号伝送の送信回路においては、ドライバ回路の非線形性等の影響により、理想的には等間隔である PAM-4 信号伝送の 0,1,2,3 の論理レベル間隔が不均一になる場合がある。

以上のような観点から本研究では、高速信号伝送における PAM-4 信号伝送波形の非線形性補正方法の提案及び考察を行った。具体的には、送信ドライバの実際の出力電圧と論理レベルの関係を調べ、その関係が非線形で既知である場合、逆特性を用いて論理レベル電圧をあらかじめ補正することにより、論理レベルと出力電圧の線形性を確保し、レベル間ミスマ

ッチを低減させることを可能とした。

　さらに、PAM-4 信号伝送波形の考察から、2 値信号伝送波形とは異なる PAM-4 信号伝送波形の時間マージンに関する検討を行った。具体的には、PAM-4 信号波形の各論理レベルの遷移の違いによるアイパターンのアイの開きの差異に着目し、各論理レベルを区別するしきい値を PAM-4 信号伝送波形に合わせた値に調整することで、回路規模を増大させる波形等化技術を用いることなく信号の時間方向のマージンを増加させることを可能とした。

　本論文は以下のように構成される。

第 1 章は緒言であり、本研究の背景及び目的について述べる。

第 2 章では、高速信号伝送におけるデジタル信号の特性と、伝送線路が信号波形に与える影響について概説する

第 3 章では、本研究で用いたシミュレーション環境について述べる。

第 4 章では、検討を行った PAM-4 信号波形の非線形性補正について述べる。

第 5 章では、PAM-4 信号波形の考察と、しきい値の調整による時間方向マージンの増加について検討を行う。

第 6 章は結言であり、本論文をまとめる。

第 2 章　高速信号伝送における信号波形の劣化

2.1　デジタル信号の特性

LSI システムの信号伝送において一般に用いられるデジタル信号は、(0,1) の 2 値信号として表現される。

2 値デジタル信号の例として、0 と 1 を 1G[bps]のデータレートで繰り返す矩形波の時間波形とその周波数成分を図 2-1，2-2 に示す。

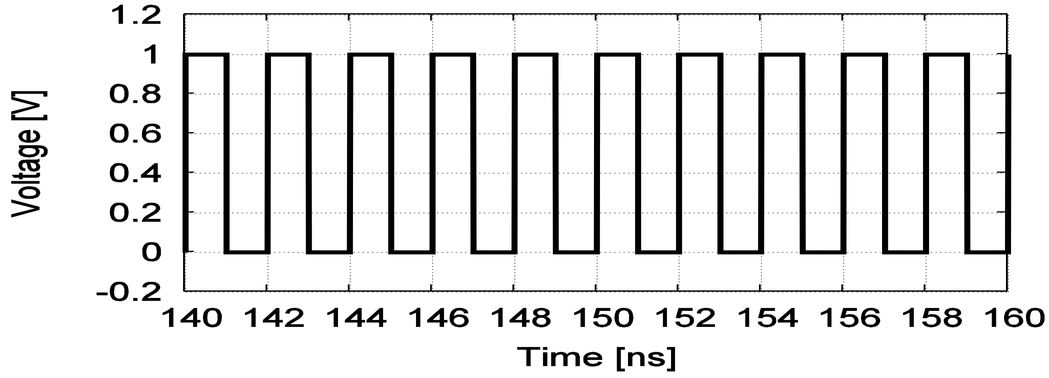

図 2-1　1G[bps]の矩形波の時間波形

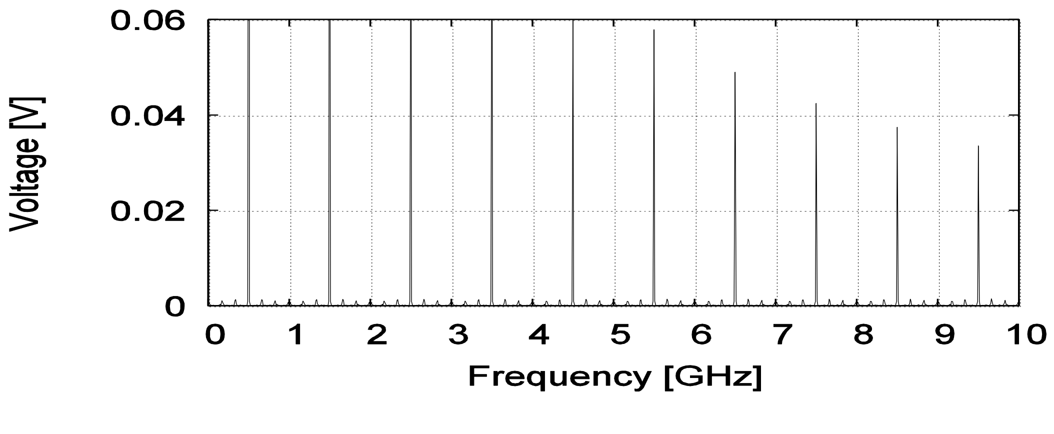

図 2-2　1G[bps]の矩形波の周波数成分

図 2-2 より、1G[bps]の矩形波は 500M[bps]の基本周波数と奇数倍の高調波成分で構成されていることがわかる。
これは、矩形波をフーリエ級数展開すると

$$\mathrm{f(x)} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} * \frac{\sin(2n-1)\,x}{2n-1}$$

$$= sin\omega t + \frac{1}{3} sin\omega t + \frac{1}{5} sin\omega \ \cdots (\omega = 2\pi f)$$

となり、基本波とその奇数倍の高調波成分の合成によって矩形波が形成されていることから確認できる。このように、デジタル信号波形には複数の周波数成分が含まれている。

実際のデジタル信号伝送は、図 2-3 のように系列長の異なる矩形信号がランダムに連続している波形である。このランダムな矩形信号を生成するために、一般的にデジタル信号伝送のシミュレーションには擬似ランダムバイナリ系列（PRBS: Pseudo Random Binary Sequence）が用いられる。PRBS は図 2-4 のように D フリップフロップと EXOR の回路から生成される。生成された PRBS の周波数成分は図 2-5 のようになっており、繰り返しの矩形波と比較して広帯域の高周波成分を含んでいることがわかる。高速信号伝送で信号波形が劣化するのは、このランダム信号の広帯域な高周波成分が伝送路の LPF 特性で失われるためである。

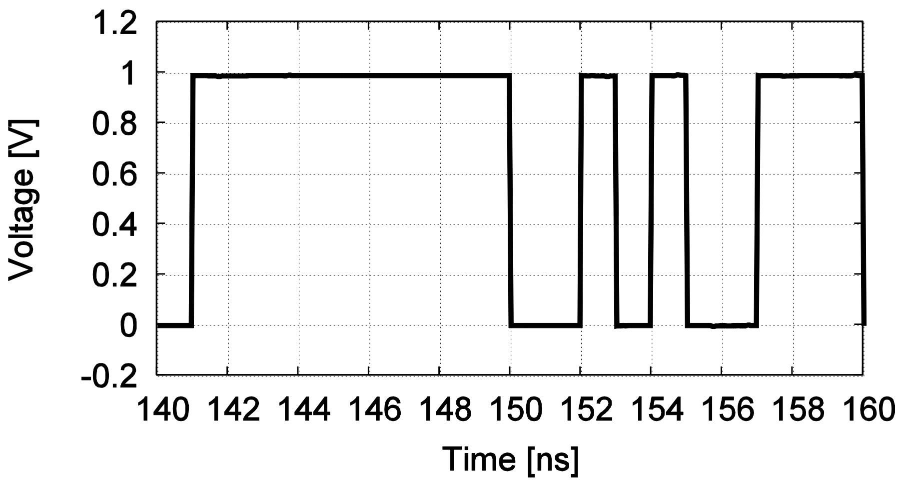

図 2-3　1[Gbps]のランダム信号の時間波形

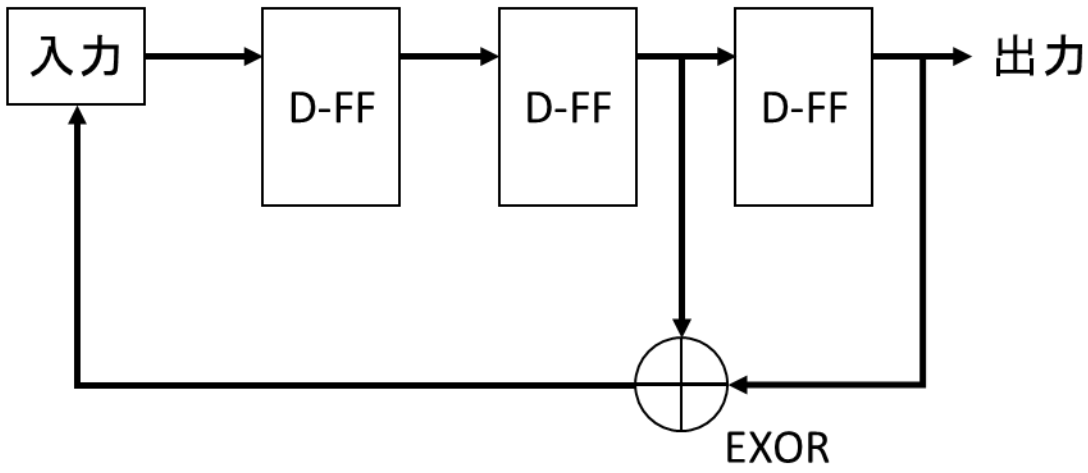

図 2-4　PRBS 生成回路

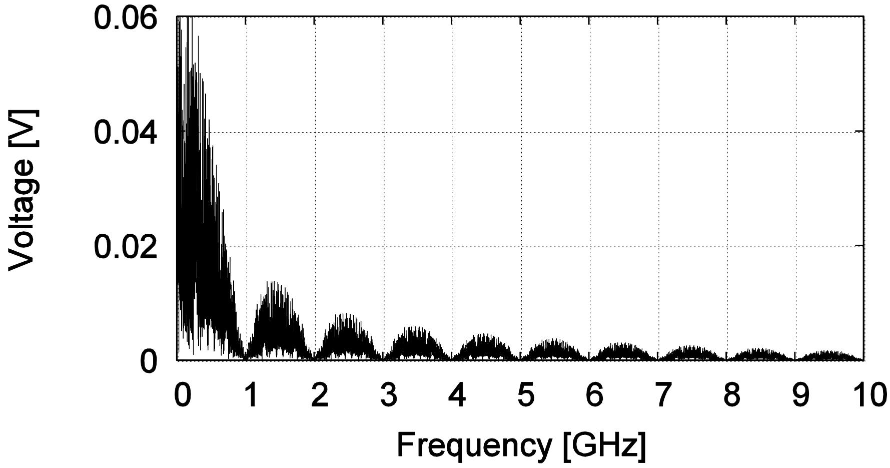

図 2-5　1[Gbps]の PRBS の周波数成分

2.2　伝送線路の影響と信号品質評価方法

LSI システムの基板上などで電気信号を送受信する際には配線等の伝送線路を通過する。伝送線路は図 2-6 のように近似され、伝送路が有している抵抗・インダクタンス・キャパシタンスの成分は寄生素子と呼ばれている。この寄生素子の影響により、伝送線路が図 2-7 のような LPF の特性を持つ。LPF は高周波成分を減衰させるため、送信レートに対して伝送線路が十分な帯域を有している場合には送信信号の減衰量は少ないが、伝送信号の高速化に伴い伝送線路の LPF 特性の影響が大きくなり波形の減衰量が大きくなる。この時、劣化した信号波形が隣接したビットに干渉し、データエラーを引き起こす。これを符号間干渉(ISI：Inter-Symbol Interference)と呼び、信号伝送の高速化を制限する大きな要因となっている（図 2-8)。

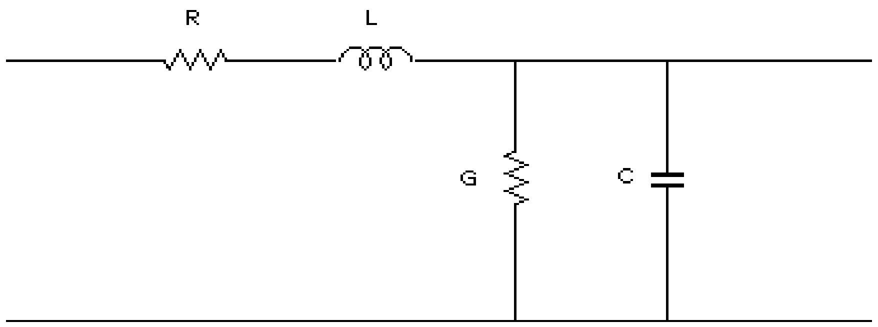

図 2-6　伝送線路の近似回路

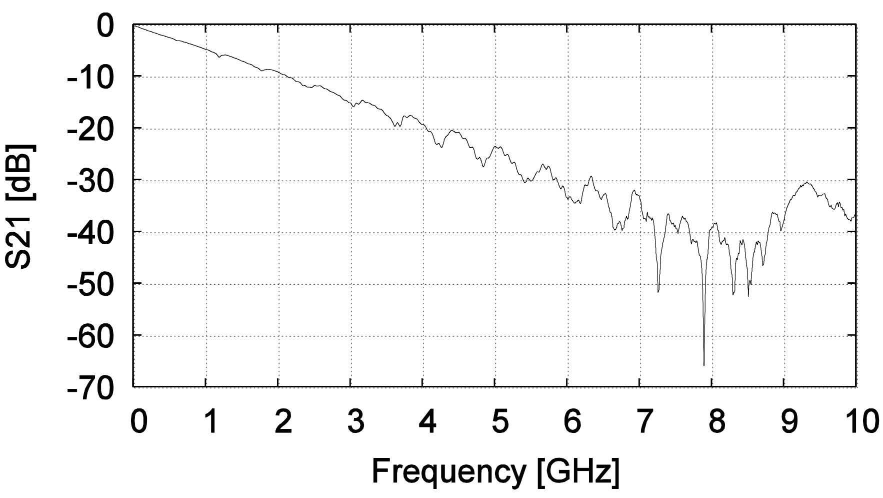

図 2-7　伝送線路の特性

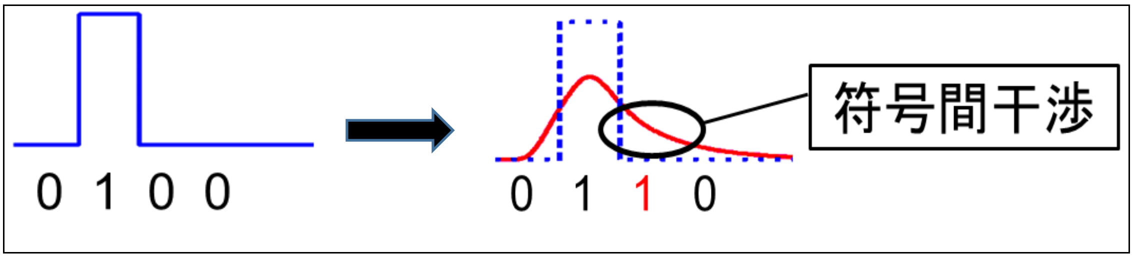

図 2-8　符号間干渉

伝送信号の品質を評価する手法の一つとして、アイパターンと呼ばれる評価法がある。アイパターンとは、信号波形の一定区間を多重サンプリングし、重ね合わせて描画することで信号波形が目（Eye）のようになる。このアイの開きの大きさで伝送信号の品質を評価する手法である。符号間干渉の影響が大きい波形ほどアイの開きは小さくなり、品質が低い信号ということになる。

アイパターンによる信号品質の評価は、アイの開きという視覚的・直感的な評価が可能となるだけでなく、定量的な信号品質の評価も可能である。アイパターンの振幅方向、時間軸方向の開きをそれぞれ評価する。振幅方向において評価した値を Eye Height、時間軸方向の値を Eye Width と呼ぶ（図 2-9）。

本研究においても、高速信号伝送の信号品質の評価にはアイパターンを用いる。

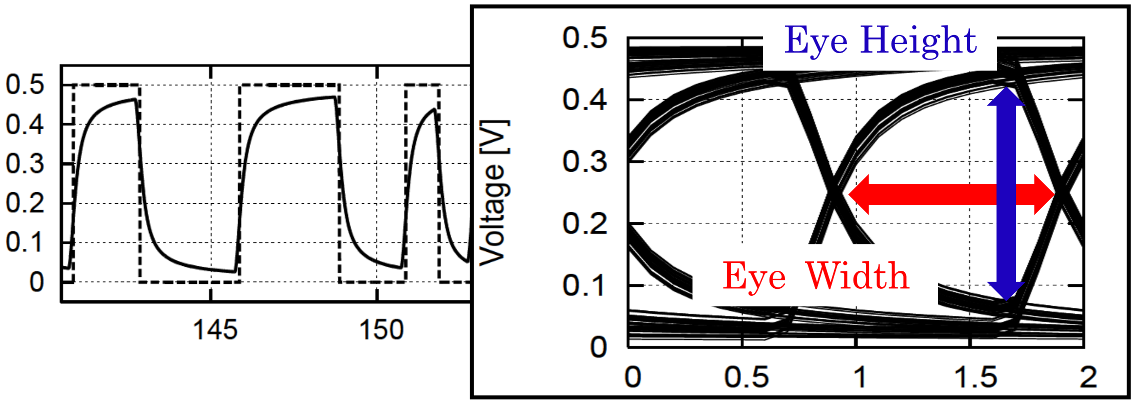

図 2-9　信号波形とそのアイパターン

2.3　波形整形技術

伝送線路の帯域制限に起因する波形劣化への対策として、損失の少ない伝送路の利用や波形整形技術が用いられている。伝送路が信号波形に与える影響は 2.2 章にて述べたが、ここではもう一方の波形整形技術について述べる。

信号処理による波形整形技術は、信号伝送の送信側で行う手法と受信側で行う手法に分かれる。送信側で行われる信号処理はプリエンファシスやデエンファシスと呼び(図 2-10)、受信側で行われる信号処理をイコライズ(図 2-11)と呼ぶ。

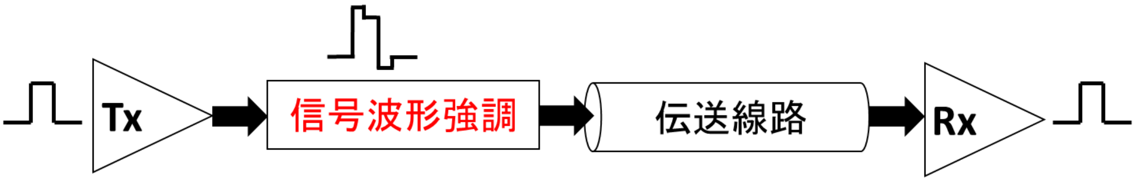

図 2-10　プリエンファシスの概略図

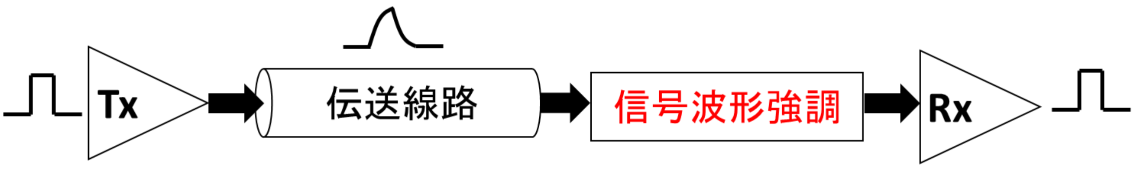

図 2-11　イコライズの概略図

2.3.1　プリエンファシス

伝送線路の周波数特性に応じて、あらかじめ送信波形に高調波成分を強調して伝送する信号処理技術をプリエンファシスと呼ぶ。一般的に用いられる波形整形技術は、伝送線路の周波数特性が既知であることが前提となっている。プリエンファシスはデジタルフィルタである FIR フィルタによる波形整形に相当する。

FIR フィルタによるプリエンファシスは図 2-12 のような構成となっている。入力信号を分岐させ、一方を遅延させてから伝送線路の周波数特性に応じた係数を掛け、分岐した入力信号と合算することで伝送信号の高周波成分を強調した波形が得られる。

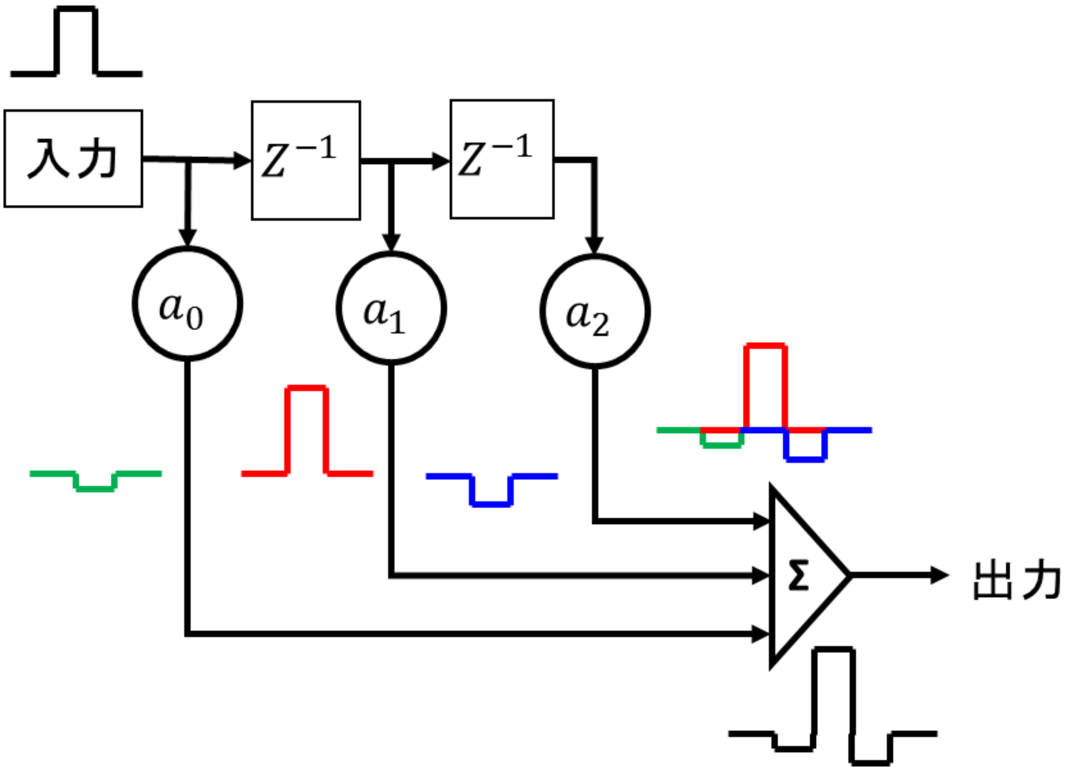

図 2-12　FIR フィルタ

2.3.2　イコライズ

2.3.1 において述べた信号処理を伝送線路通過後に行うことで、伝送線路において失われた高調波成分を補償する手法をイコライズと呼ぶ。アナログ回路で高周波成分を強調する CTLE (Continuous Time Linear Equalizer)回路やデジタル回路構成の DFE (Decision Feedback Equalizer)などが広く用いられている。

第 3 章　シミュレーション環境の構築

3.1　実測とシミュレーションの差異

近年の高速信号伝送においては、伝送信号が送信-受信間を通過する時間が信号の周期を上回っており、信号が伝搬する遅延時間は無視できない。そのため、回路上における各点の信号振幅、および位相が全て等しいという集中定数回路の定義が成り立たない。そこで、回路素子を有限の個数で表現するのではなく、距離方向に無限に分布していると考える分布定数回路の概念を用いる。

分布定数回路において、伝送線路の近似回路は図 3-1 に示す回路で表せる。この分布定数モデルを用いることで、伝送線路の長さ方向に沿って電流と電圧が次第に減少し、位相が遅れていく伝送線路の特性を表現することが可能となる。一般的に伝送線路のモデルとしてこの分布定数回路が用いられてきた。

しかし、近年の信号伝送速度のさらなる高速化により、従来の伝送線路モデルでは対応できなくなってきた。その結果、シミュレーションと実際の回路の挙動の差異が大きくなるという問題が生じている。そのため、現在ではより精度の高い伝送線路の回路シミュレーションモデルが必要になっている。

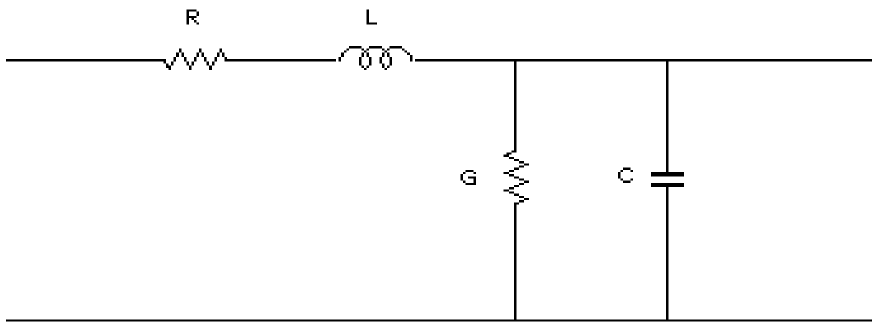

図 3-1　分布定数回路における伝送線路モデル

3.2　実測Ｓパラメータとシミュレーション環境構築

前節で述べた問題に対して、本研究では実際の伝送線路の S パラメータ（Scattering Parameter）を測定器により実測し、得られたデータを回路シミュレーションソフトにインポートすることで高精度な伝送線路を用いた信号評価を可能とする環境を構築した。

伝送線路特性の一つである S パラメータは、電気信号が入出力された際にその伝送線路がどの程度の信号を透過・反射するかを表すものである。この S パラメータの中でも、S（2,1）パラメータは伝送線路の振幅、位相特性を表現した重要なパラメータとなる（図 3-4）。

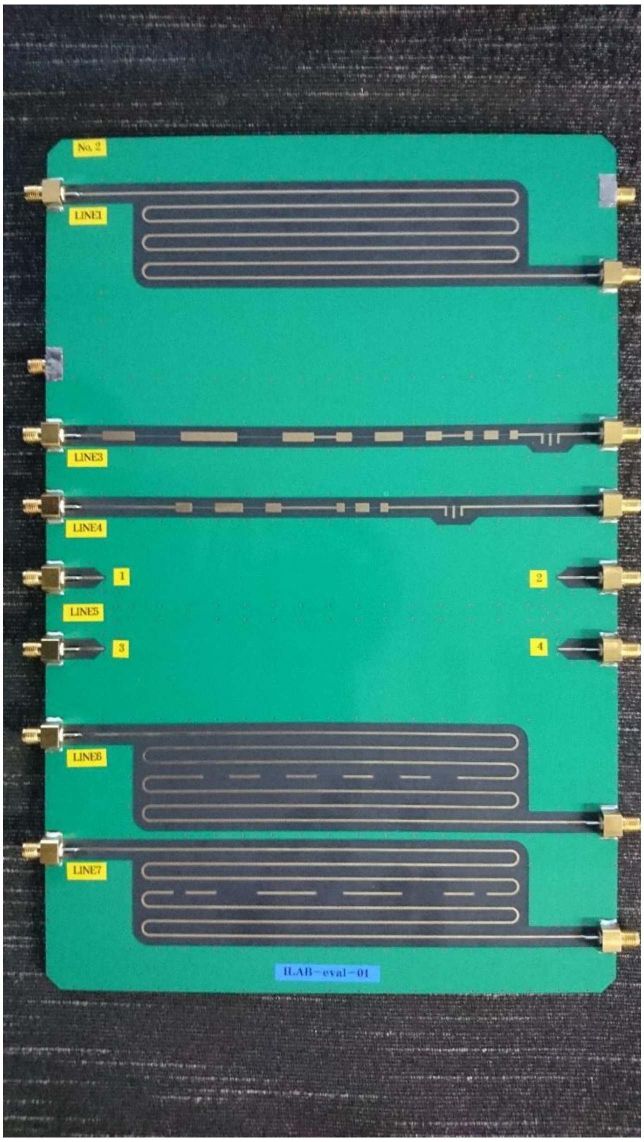

図 3-2　伝送線路モデル（I-Laboratory 様製作）

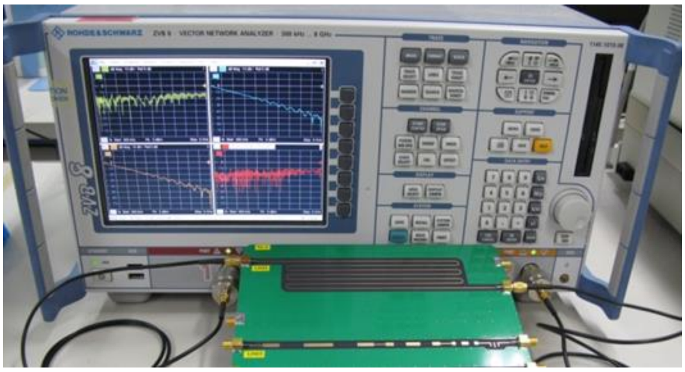

図 3-3　S パラメータ取得

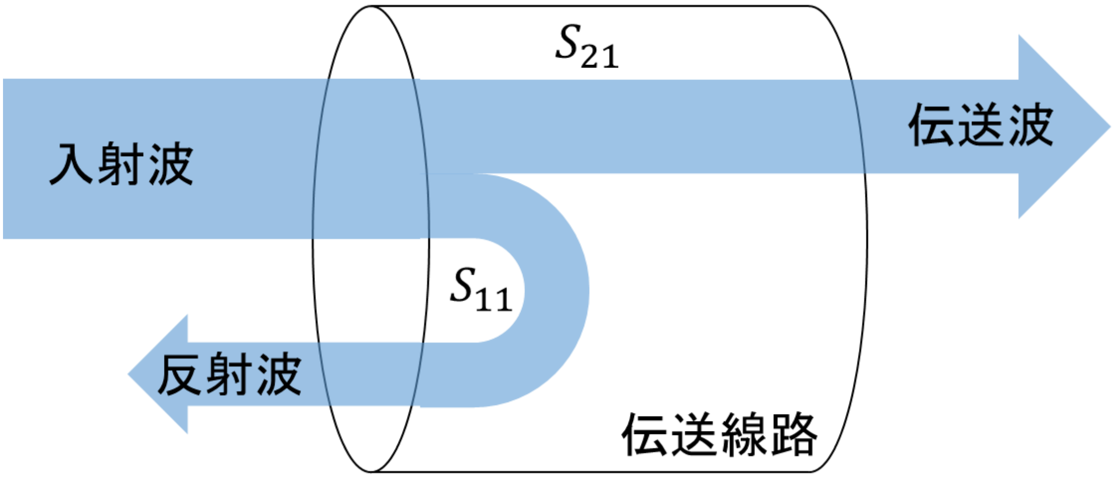

図 3-4　S パラメータの概略図

図 3-2 に示す伝送路評価基板を図 3-3 のようにネットワークアナライザを用いて取得した S パラメータを Agilent 社の ADS（Advanced Design System）2013.06 の回路素子である S2P 素子にインポートすることで、高精度な伝送線路モデルを用いたシミュレーションを行った(図 3-5,3-6,3-7)。ADS2013.06 はインポートした S パラメータのデータ数がシミュレーションに不足していた場合、既知の数値データを基にしてデータを補完する機能を有しているため、S パラメータを用いた回路シミュレーションに適している。本研究では以下、本節で述べたシミュレーション環境により伝送信号波形の評価を行う。

図 3-5　回路シミュレータ

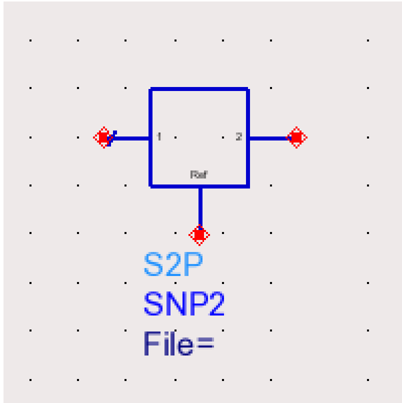

図 3-6　S パラメータインポート素子

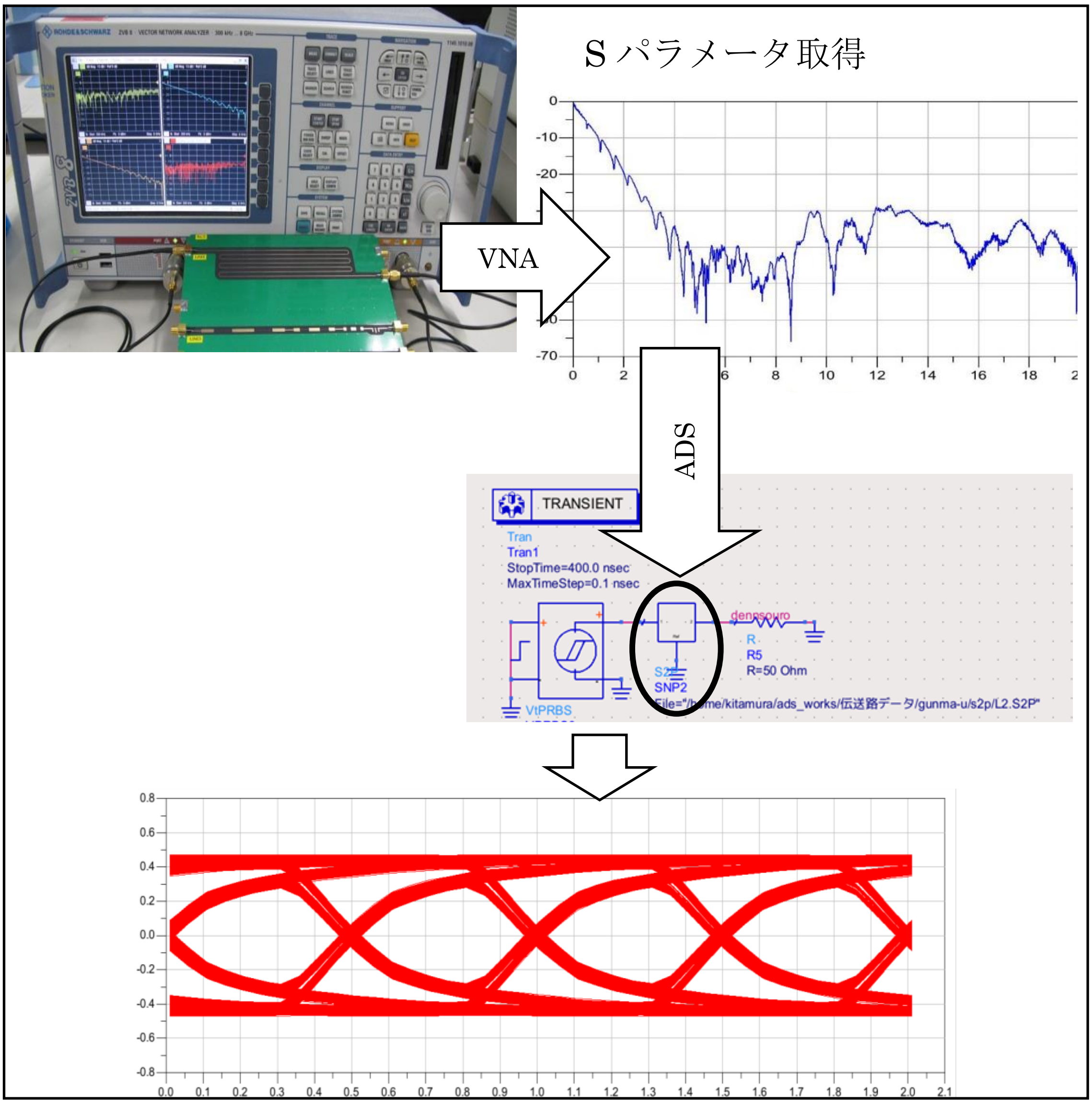

図 3-7　シミュレーションフロー

第 4 章　非線形 PAM-4 信号の補正

4.1　多値符号化

伝送線路の帯域制限に起因する波形劣化への対策として波形強調を用いた信号整形技術を 2.3 節にて紹介した。しかしながら、一般的なプリエンファシスやイコライズは消費電力の増大や伝送信号の有効電圧低下を引き起こす。この問題は伝送線路の影響が大きいほど顕著になり、近年の LSI システム設計のトレンドである信号伝送速度の高速化および低消費電力化に逆行している。また、伝送路による信号損失の増大により信号整形技術単体での信号処理に限界が生じ始めた。そのため、伝送線路の帯域制限に対する何らかの手段が必要とされており、本研究では無線通信分野で用いられている多値符号化技術に着目した。

多値符号化技術とは、従来の（0,1）の 2 値レベルで情報を表現する方式に対して、複数のビットを 1 つのシンボルで表現することによって情報量を増大させ、伝送速度を抑える技術である。多値符号化技術には大きく分けて時間軸情報を用いて表現する方法と、振幅方向で表現する方法の 2 つの方法があるが、本研究では振幅方向で多値レベルを表現する PAM を用い、特に（0,1）の 2 値信号の 2 ビットを 1 つのシンボル（0,1,2,3）を用いて表現する PAM-4 信号伝送方式について検討を行った。

PAM-4 信号伝送方式の例として、1[Gbps]の 2 値信号(図 4-1)を 4 値化した時間応答波形（図 4-2）と、伝送線路を通過させた際のアイパターン（図 4-3）およびスペクトル（図 4-4）を示す。

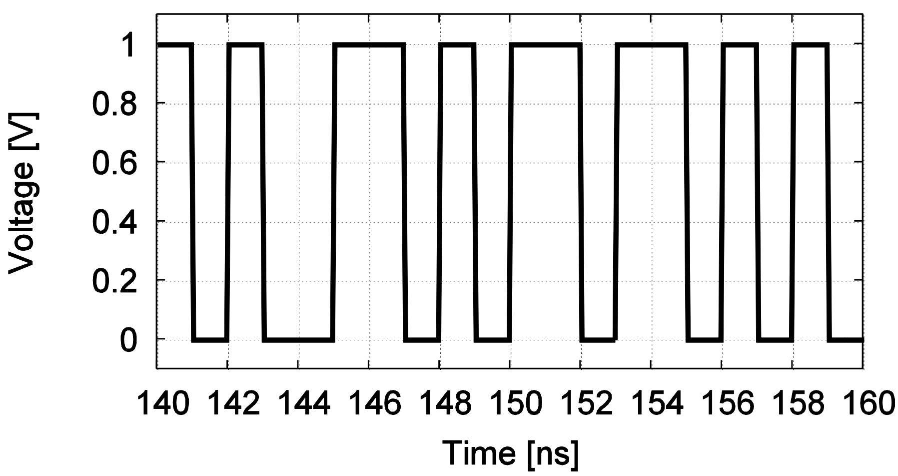

図 4-1　2 値信号波形

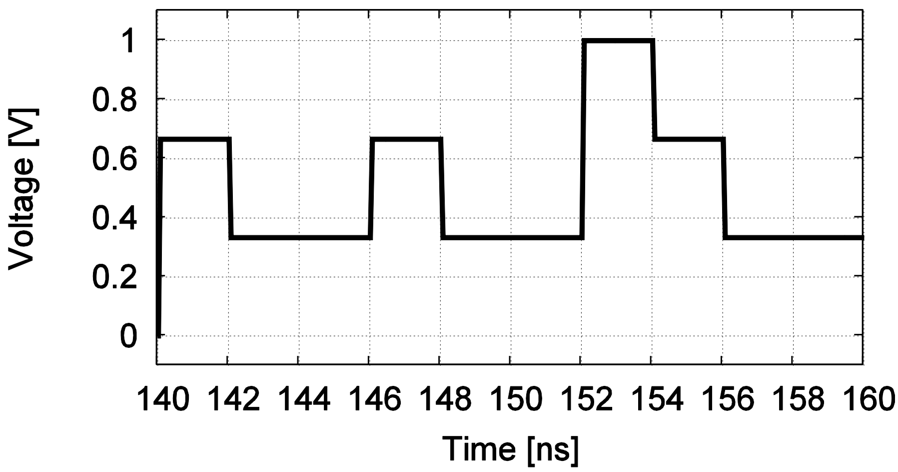

図 4-2　PAM-4 信号波形

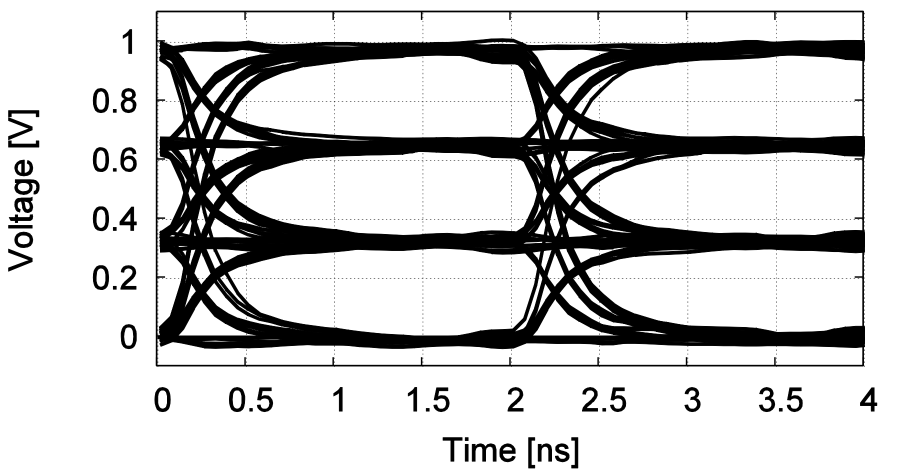

図 4-3　 PAM-4 信号波形の伝送路通過後のアイパターン

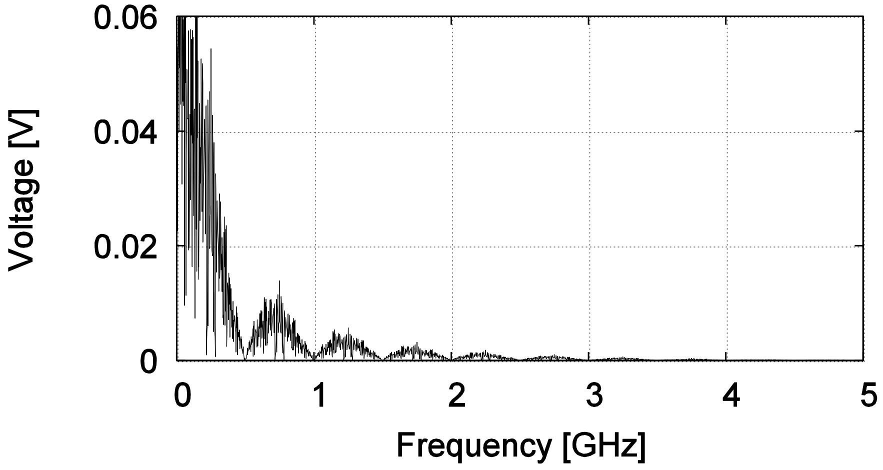

図 4-4　PAM-4 信号のスペクトル

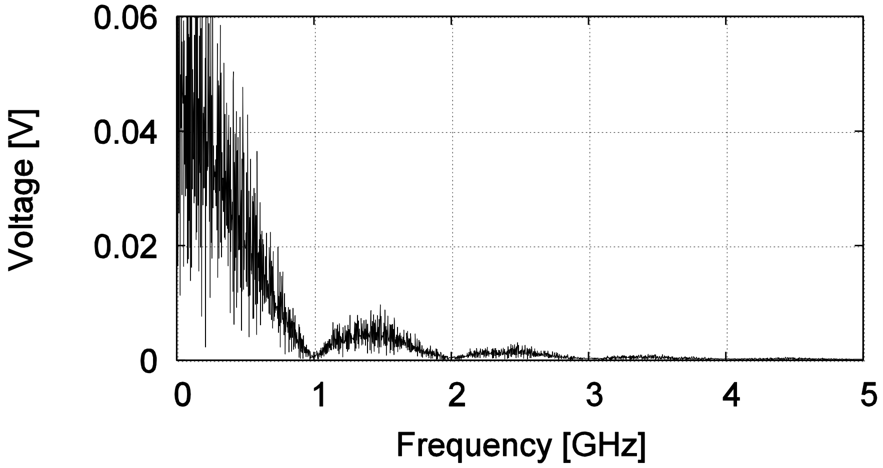

図 4-5　2 値信号のスペクトル

図 4-1 と図 4-2 の比較からわかるように、PAM-4 信号波形は（0,1,2,3）の 4 レベルであるため 1 レベルを表す振幅の値は 2 値信号の 1/3 となる。しかし 2 ビットを 1 つのシンボルとして表現するため、2 値信号の 1 ビットが 1[nsec]であるのに対し、PAM-4 信号の 1 シ

ンボルは 2[nsec]となる。その結果、図 4-5 に示す同等の 2 値信号と比較し、伝送信号の周波数成分を半分とすることができ、配線の帯域制限の影響を軽減可能である。具体的には、伝送線路の伝搬特性を考慮した時、信号のナイキスト周波数を半分にすることで損失差が 1/3 つまり 9.5[dB]以下となるような高損失の伝送線路および高速信号伝送において 2 値と比較しアイ開口の改善が期待される有効な技術である。

4.2　PAM-4 信号伝送波形の非線形性問題

前節で述べてきたように、PAM-4 信号伝送方式は高効率な高速信号伝送に適した伝送方式であるため、次世代の高速信号伝送の標準規格 IEEE802.3bs および CEI-561G では 400[Gbps]信号伝送を実現するために 28[Gsps]の PAM-4 信号を 8 並列で使用する符号化手法として検討されるなど、PAM-4 信号伝送方式が注目されている。しかしながら、そのような高速信号伝送においては、理想的には等間隔である PAM-4 信号の（0,1,2,3）の論理レベル間隔が不均等になる場合がある。その主な原因として、送信ドライバの非線形性や DAC（Digital to Analog Converter）のエラーなどが挙げられる。本章ではその 2 つについて誤差の原因と PAM-4 信号への影響について述べる。

4.2.1　送信ドライバ回路の非線形性

回路解析において線形性・非線形性とは、各素子の特性を表している。線形素子とは入力に対した出力が線の形、すなわち直線で変化するものであり、例としては抵抗やキャパシタンスなどが挙げられる。入力 x に対して出力 y が

$$y = kx \qquad \cdots (k \text{ は任意定数})$$

となるような 1 次関数で表せられる回路素子が線形素子と言える。

これに対し、非線形素子は出力特性が入力の 1 次関数で表すことのできないものを言い、例としてはダイオードやトランジスタなどの半導体を含む回路素子が挙げられる（図 4-6）（図 4-7）。

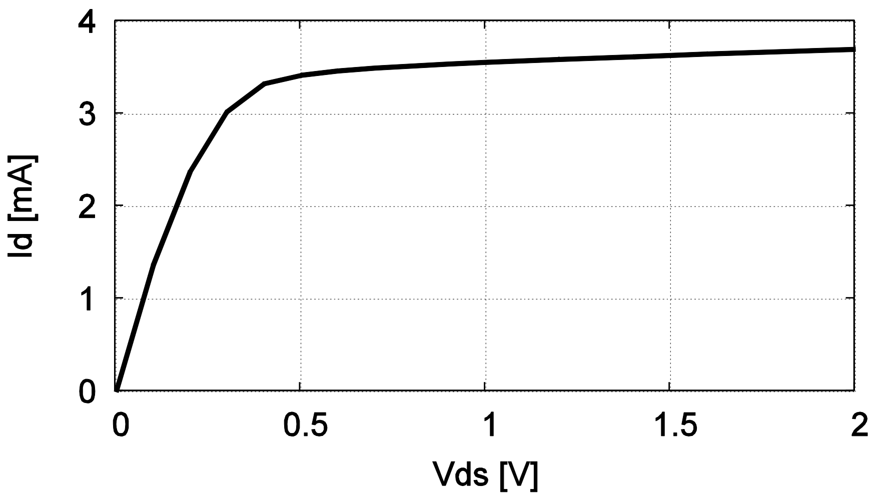

図 4-6　nMOS の Id-Vds 特性

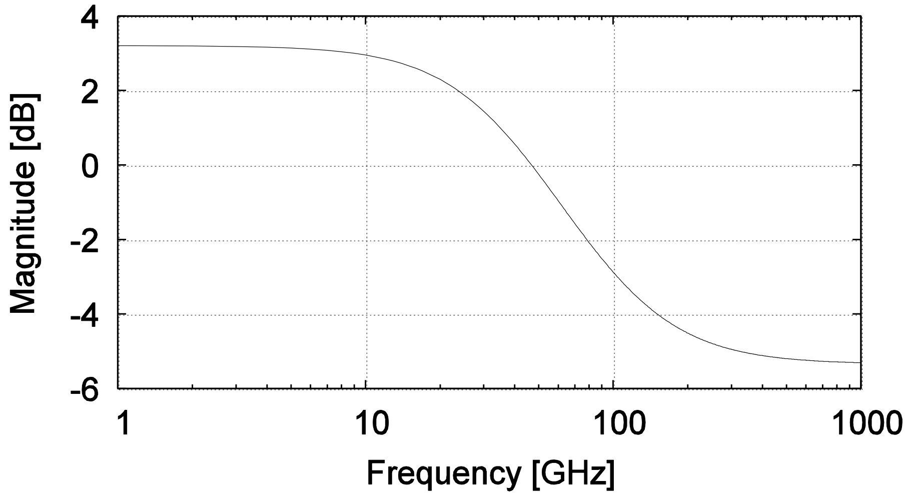

図 4-7　nMOS の周波数特性

高速信号伝送において、上記のような非線形性素子の影響により送信ドライバ回路が高速動作時に非線形性を持ち、出力波形に歪を生じる。特に、電源電圧近辺の出力が確保できない場合、図 4- 8 の理想的な PAM-4 信号のアイパターンと比較し、図 4-9 のように論理レベル 2-3 の間隔が 0-1 と比較し狭くなるような波形が出力される場合がある。

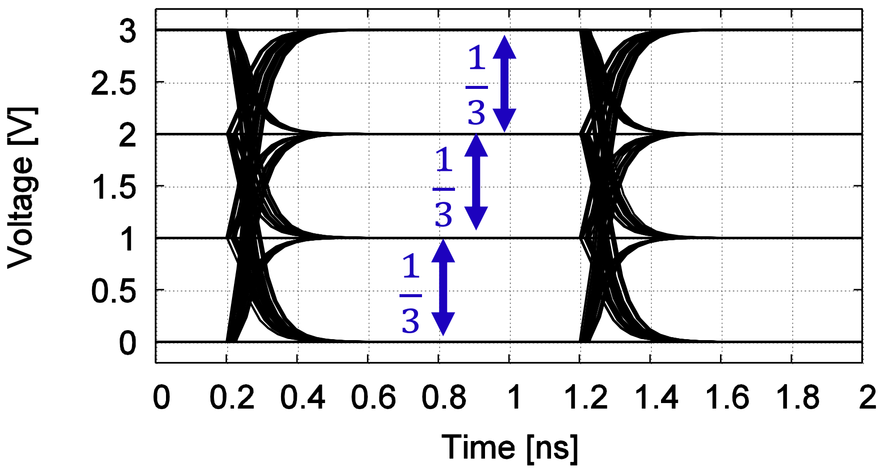

図 4-8　理想的な PAM-4 信号の伝送線路通過後のアイパターン

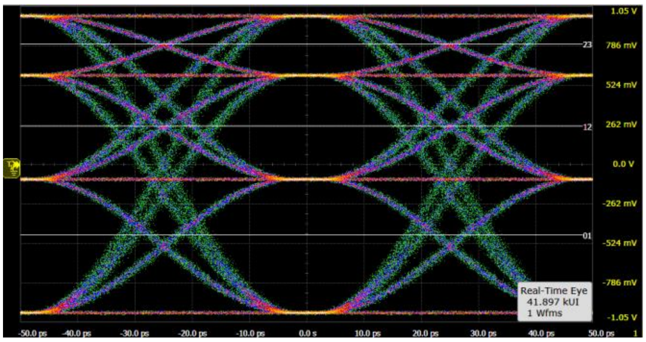

図 4-9　非線形 PAM-4 信号のアイパターン（Keysight World 2016 より）

4.2.2　DAC（Digital to Analog Converter）のエラー

DAC とは、デジタル電気信号をアナログ電気信号に変換する回路である。現在のほとんどの電子機器が LSI システム等のデジタルチップを使用しており、内部の信号のやり取りはデジタル信号で行われているが、人間が感じる音や光など自然に存在する情報はアナログ信号で有るため、デジタル処理をした信号をアナログ信号に変換する必要がある。この変換に使われる回路が DAC であり、有線・無線を問わず通信回路では欠かせない電子回路である。

DAC にとって重要な特性として、分解能とサンプリング速度がある。分解能が高いほど正確で滑らかなアナログ信号に変換することが可能となり、サンプリング速度が速いほど周波数の高いアナログ信号に変換することが可能となる。一般的に分解能とサンプリング速度はトレードオフの関係にあるため、高速信号伝送において高い周波数のアナログ波形を表現しようとすると入力信号と出力信号に誤差が生じ始める。また、DAC が持つ特性として微分非直線性誤差（DNL: Differential Non-Linearity）と積分非直線性誤差（INL: Integral Non-Linearity）がある。DNL は入力に対して出力の割合がどうなっているのか・変換の滑らかさを示すものであり、INL は入力電圧と理想変換伝達直線とのずれのことである。ADC（Analog to Digital Converter）においても、内蔵している DAC の重み抵抗の精度ばらつきが原因となり同様のエラーが生じる（図 4-10,4-11）。

以上の誤差により、送信部において、DAC を用いた場合、図 4-12 のように PAM-4 信号波形が非線形になってしまう場合がある。本研究では INL が生じるような 4 ビット DAC について PAM-4 信号への影響を考察する。

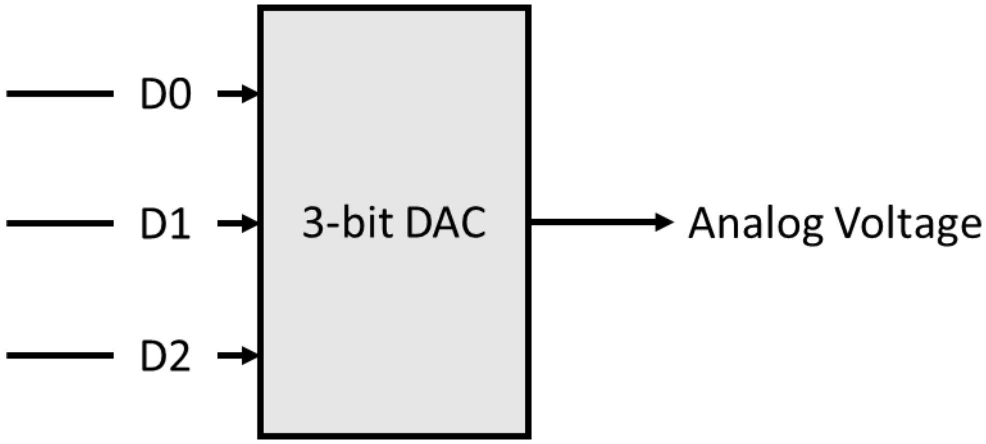

図 4-10　3 ビット DAC の概略図

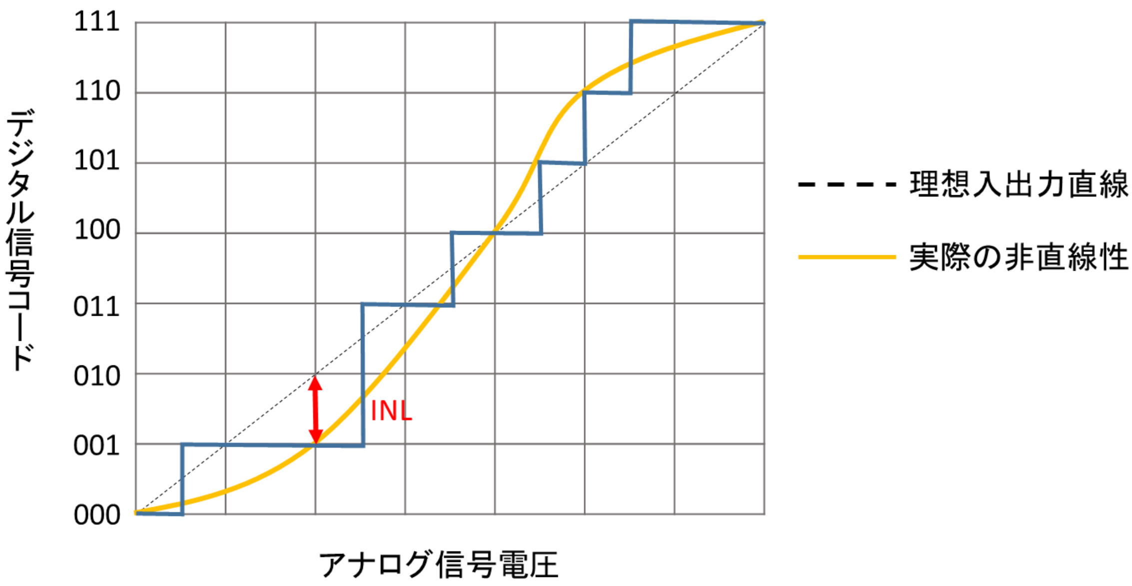

図 4-11　INL のイメージ

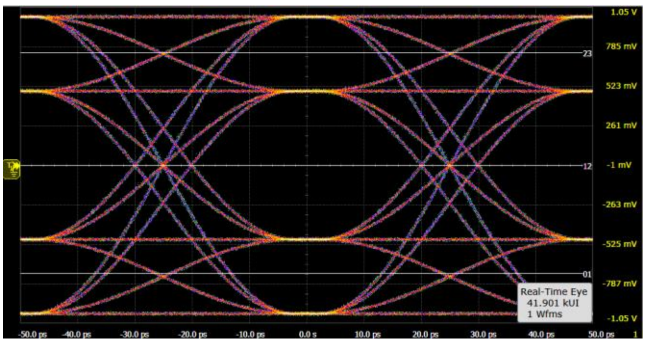

図 4-12　DAC のエラーによる非線形 PAM-4（Keysight World 2016 より）

4.3 PAM-4 信号伝送波形の非線形性補正

本節では、4-2 節の PAM-4 信号伝送波形の非線形性の補正方法に関する検討を行う。

最初に、出力が非線形となる送信ドライバの実際の出力電圧と論理レベルの関係を調べるため、送信ドライバに信号振幅 3[V]、データレート 2[Gbps]の 2 値信号（図 4-13）を 4 値化した理想的な信号振幅 3[V]、データレート 1[Gsps]の PAM-4 信号（図 4-14）を入力し、伝送線路モデル通過後のアイアパターンを確認する。用いた伝送線路の周波数特性を図 4-15 に示す。

送信ドライバの非線形性に起因する非線形性 PAM-4 信号のアイパターンを図 4-16、DAC のエラーによる非線形性 PAM-4 信号のアイパターンを図 4-17 に示した。

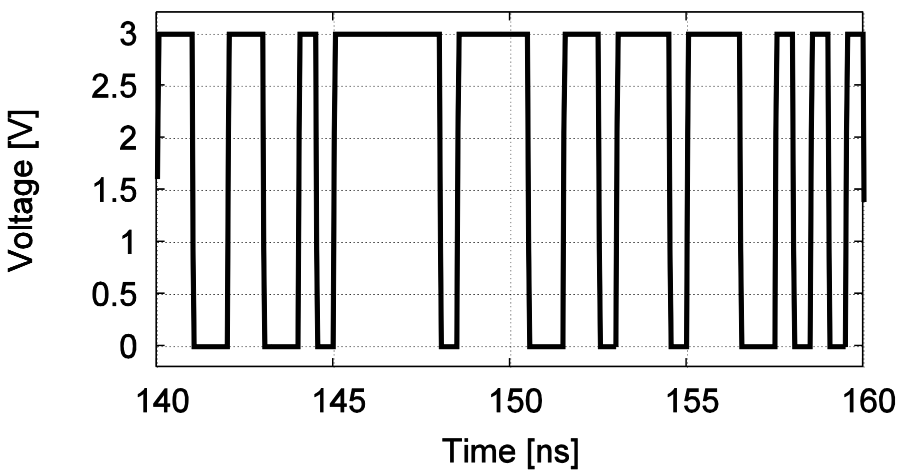

図 4-13　信号振幅 3[V]、データレート 2[Gbps]の 2 値信号

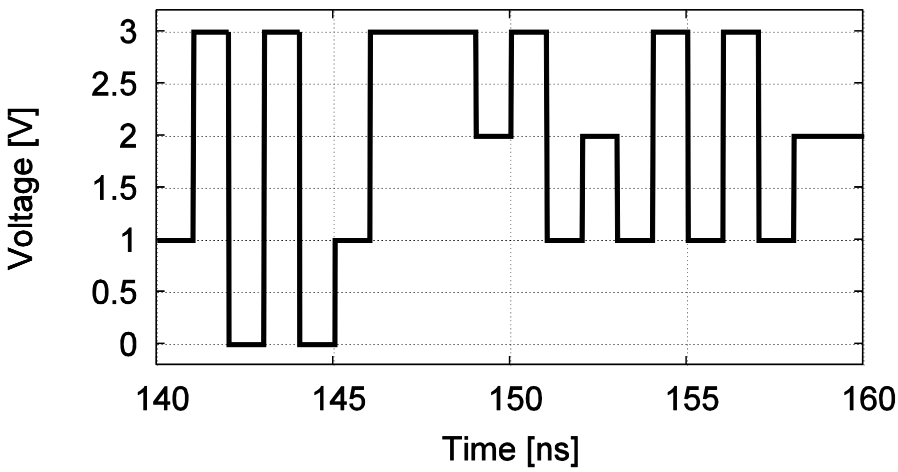

図 4-14　信号振幅 3[V]、データレート 1[Gsps]の PAM-4 信号

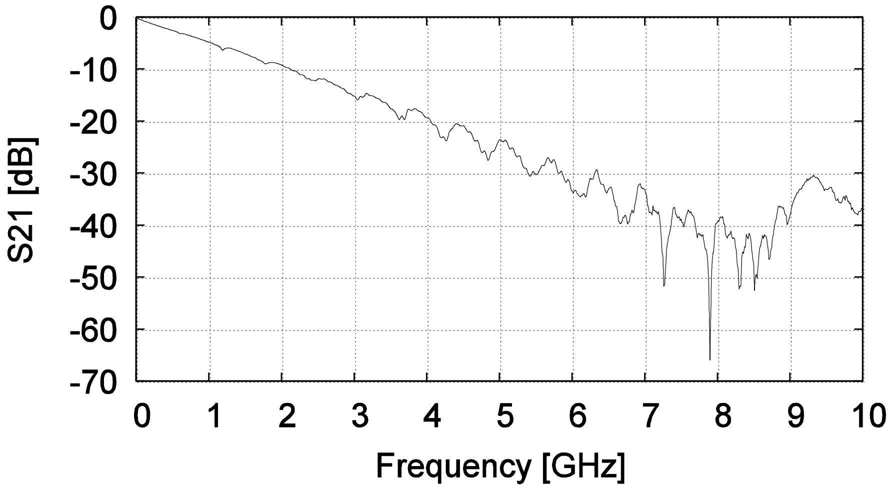

図 4-15　用いた伝送線路モデルの S21 特性

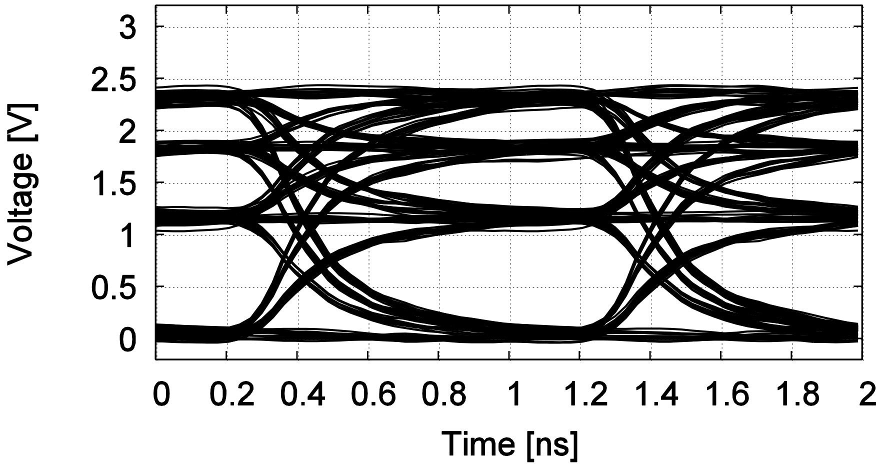

図 4-16　送信ドライバの非線形性による非線形 PAM-4 信号波形のアイパターン

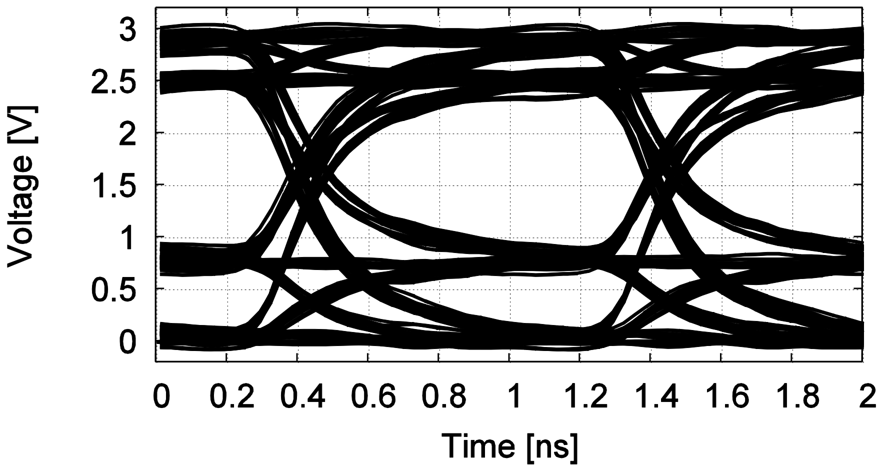

図 4-17　 DAC のエラーによる非線形 PAM-4

シミュレーションによって得られた送信ドライバの実際の出力電圧と論理レベルの関係を表 4-1 および図 4-18、図 4-19 にまとめた。

表 4-1　論理レベルと実際の出力電圧

PAM-4 信号の各論理レベル	理想 PAM-4 信号	送信ドライバに起因する非線形 PAM-4 信号	DAC エラーに起因する非線形 PAM-4 信号
0	0.0[V]	0.0[V]	0.0[V]
1	1.0[V]	1.2[V]	0.8[V]
2	2.0[V]	1.9[V]	2.6[V]
3	3.0[V]	2.4[V]	3.0[V]

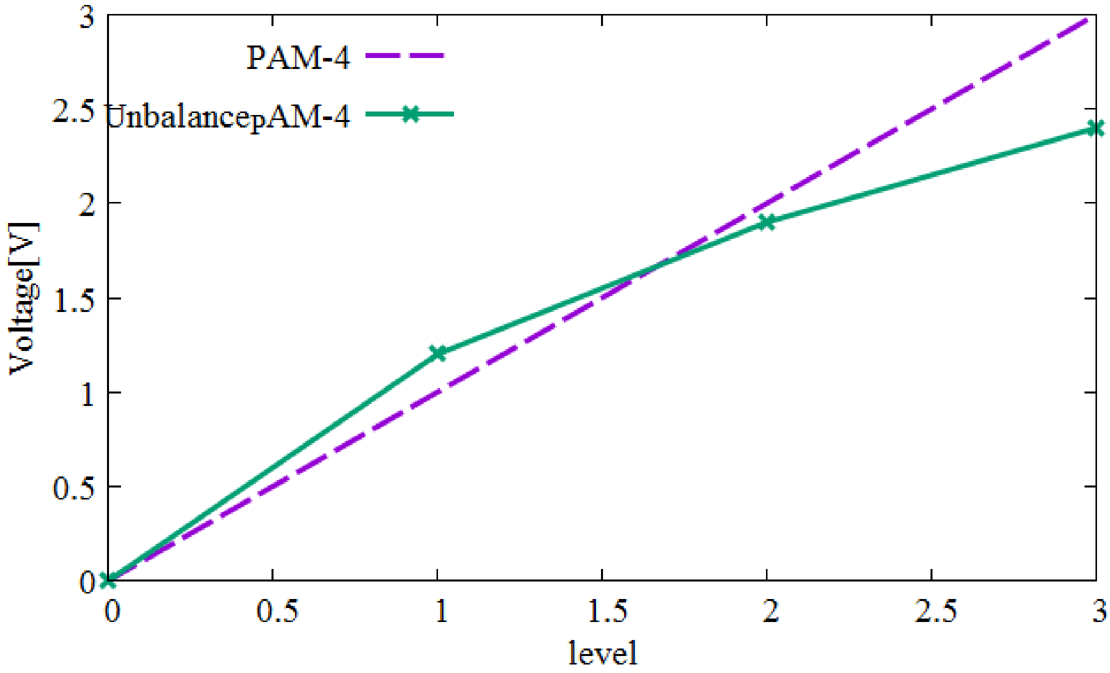

図 4-18　送信ドライバに起因する非線形 PAM-4 信号

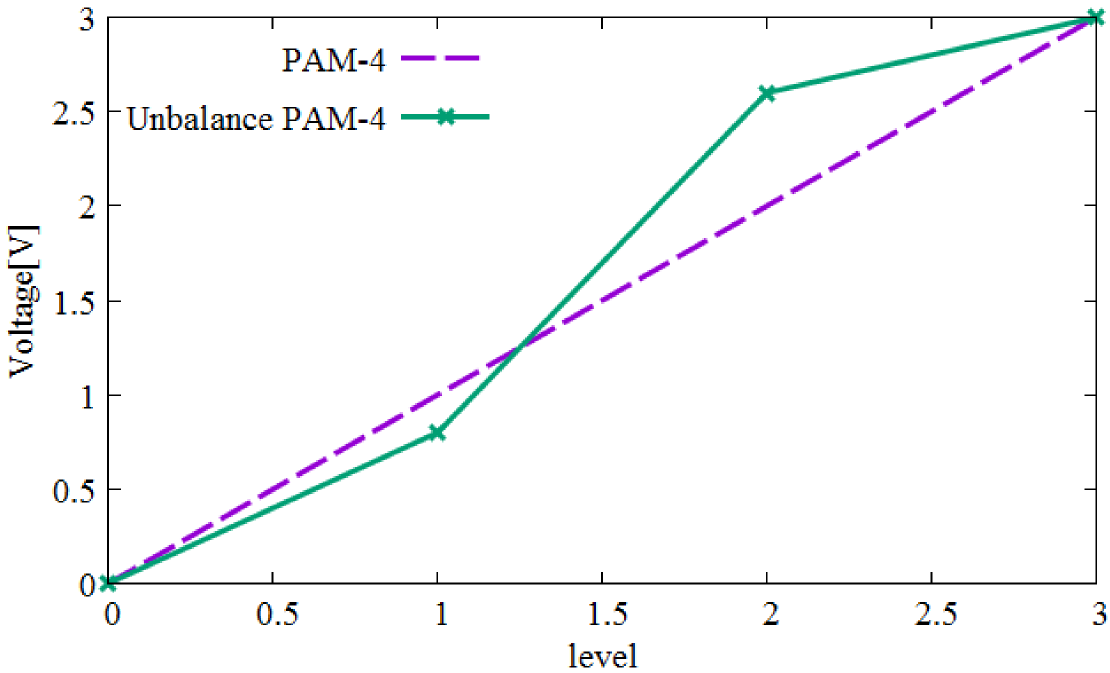

図 4-19　DAC エラーに起因する非線形 PAM-4 信号

表 4-1 より、送信ドライバに起因する非線形 PAM-4 信号波形は、理想的な PAM-4 信号波形と比較して論理レベル 0-1 の間隔が広く、論理レベル 2-3 の間隔が狭くなっていることがわかる。また、DAC エラーに起因する非線形 PAM-4 信号波形は論理レベル 0-1、2-3 の間隔が狭くなり、論理レベル 1-2 の間隔が非常に広くなっている。これは DAC・ADC において、論理レベル 0-1 近辺の 1 ビットより論理レベル 2-3 近辺の 1 ビットの電圧値が大きいため、エラーが生じた際に与える影響が大きいためだと考えられる。

これらの非線形誤差に対し、本研究では、論理レベルと実際の出力電圧の関係から、逆特性を用いて論理レベル電圧をあらかじめ送信ドライバで補正することにより、論理レベルと出力電圧の線形性を確保し、レベル間ミスマッチの低減を図る。論理レベル間を補正した PAM-4 信号波形を図 4-20、図 4-23 に示す。補正有り PAM-4 信号波形の伝送路通過後のアイパターンと非線形 PAM-4 信号波形の比較を図 4-21、図 4-24 に示す。また、逆特性を用いた補正入力信号と非線形信号の関係を図 4-22、図 4-25 に示す。

例として、図 4-22 のグラフに示すように、送信時に“0”=0 [V], “1”=0.65 [V], “2”=1.65 [V] および “3”=3 [V]と、非線形性を打ち消すように電圧を割り当てることにより、アイパターンのレベル間ミスマッチの補正が可能となる。

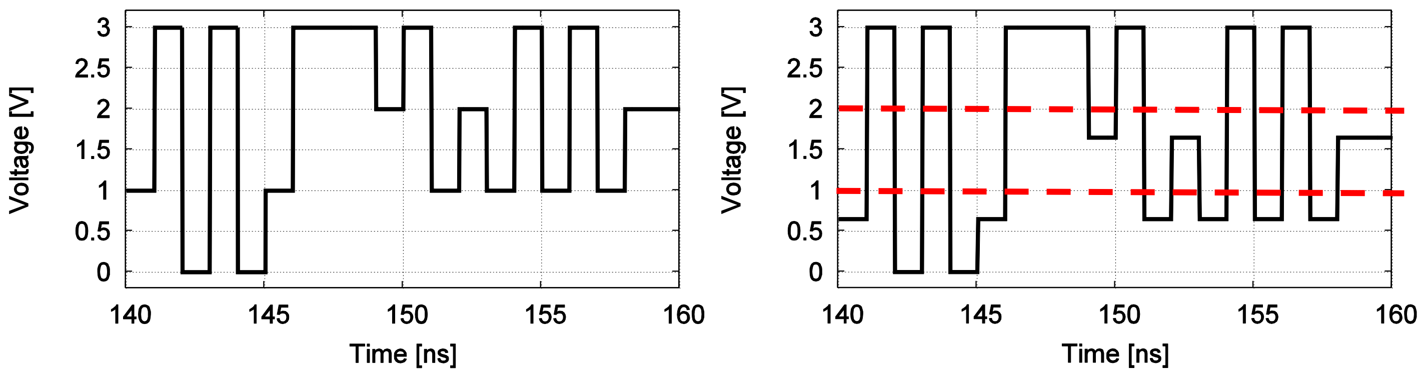

図 4-20　送信ドライバに起因する非線形性に対する補正を施した PAM-4 信号（右）

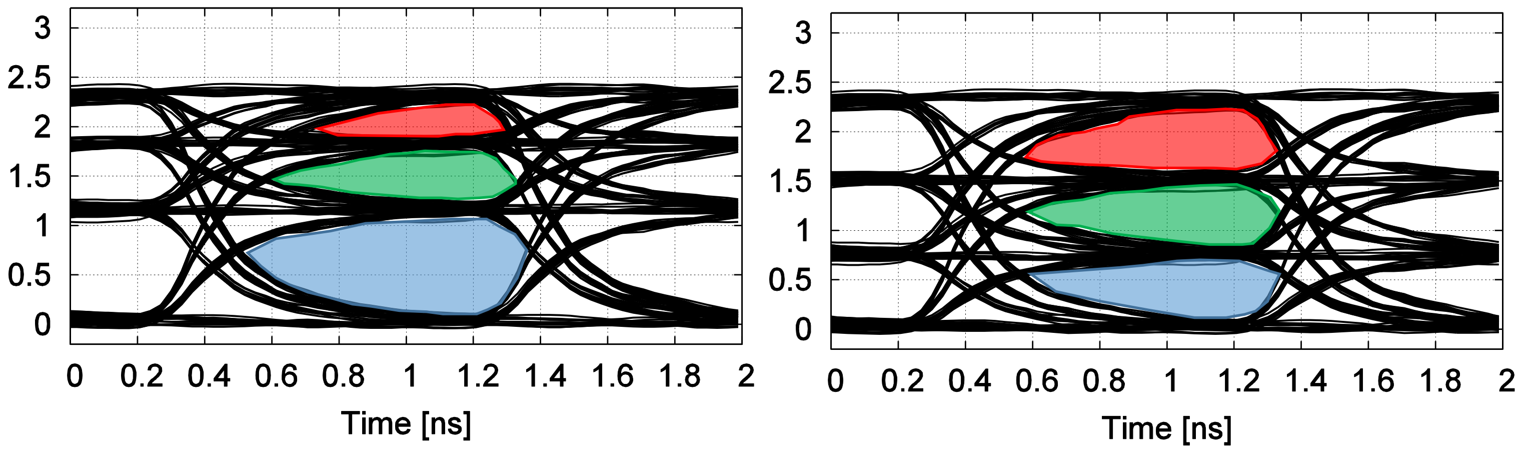

図 4-21　補正無しのアイパターン（左）と補正を施した場合のアイパターン（右）

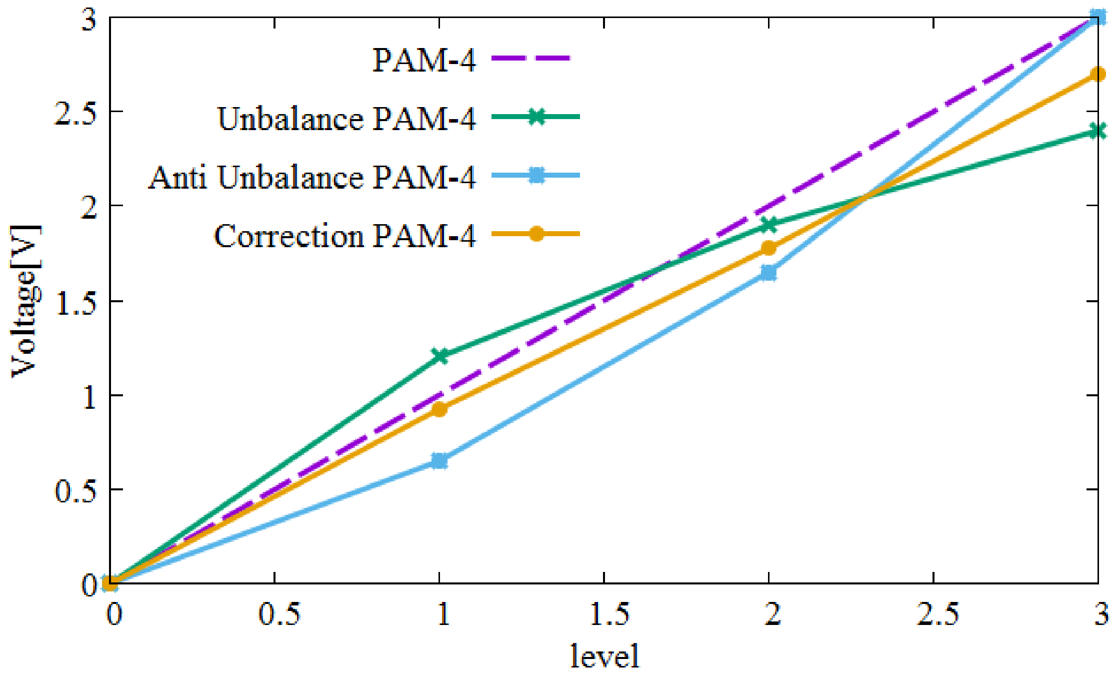

図 4-22　逆特性を用いた補正入力信号と非線形信号の関係

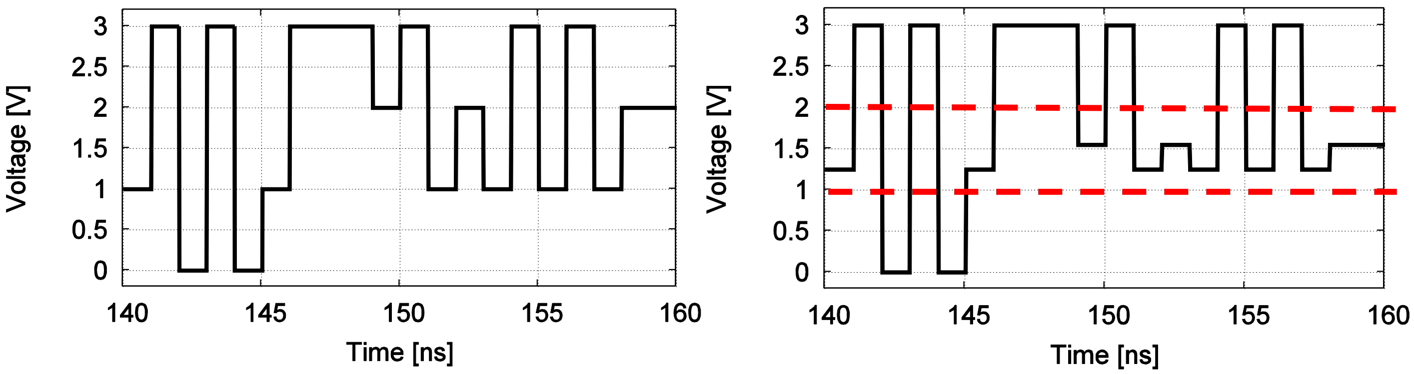

図 4-23　DAC エラーに起因する非線形性に対する補正を施した PAM-4 信号波形（右）

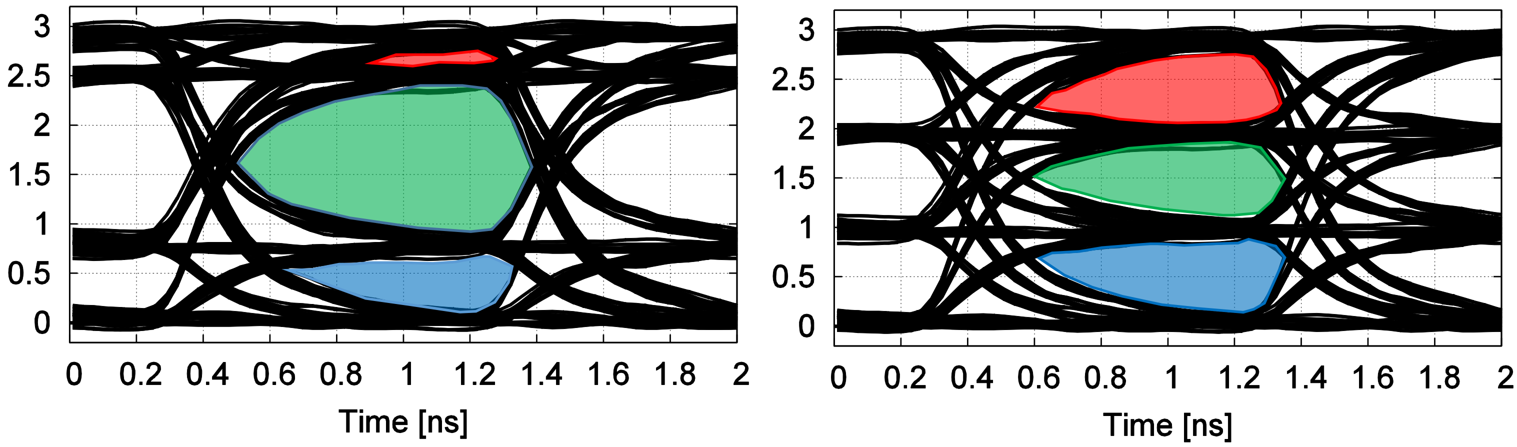

図 4-24　補正無しのアイパターン（左）と補正を施した場合のアイパターン（右）

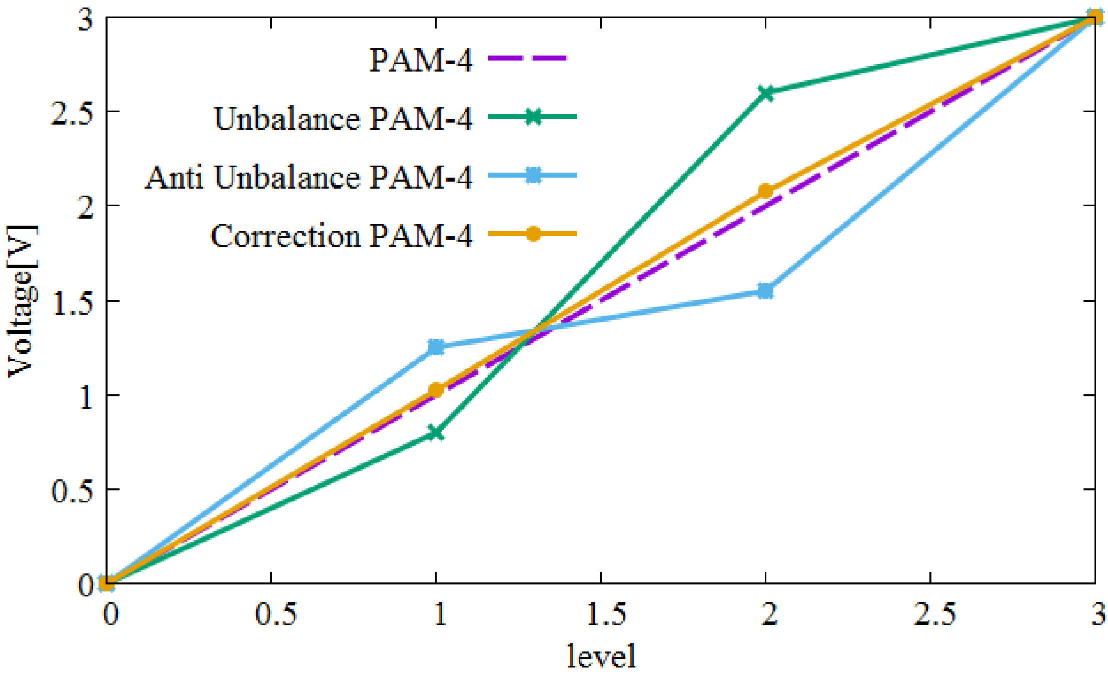

図 4-25　補正無しのアイパターン（左）と補正を施した場合のアイパターン（右）

図 4-21、図 4-24 の補正したアイパターンを見ると、補正を行っていない PAM-4 信号のアイパターンに比べ、各論理レベル間のアイの開きが均等になっていることがわかる。アイ開口の均等性を評価するために、以下の式を用いて PAM-4 信号のアイの開きがどの程度均等か評価を行い、補正の有効性の確認を行った。

$$均等性 = \left\{1 - \left(\frac{\left|\frac{x+y+z}{3} - x'\right| + \left|\frac{x+y+z}{3} - y'\right| + \left|\frac{x+y+z}{3} - z'\right|}{3}\right)\right\} * 100[\%]$$

x, y, zは同条件で伝送を行った理想 PAM-4 信号の各論理レベル間の Eye Height であり、x', y', z'は均等性を調べる非線形 PAM-4 信号の各論理レベル間の Eye Height である。例として、理想 PAM-4 信号のアイパターンの均等性を算出する。

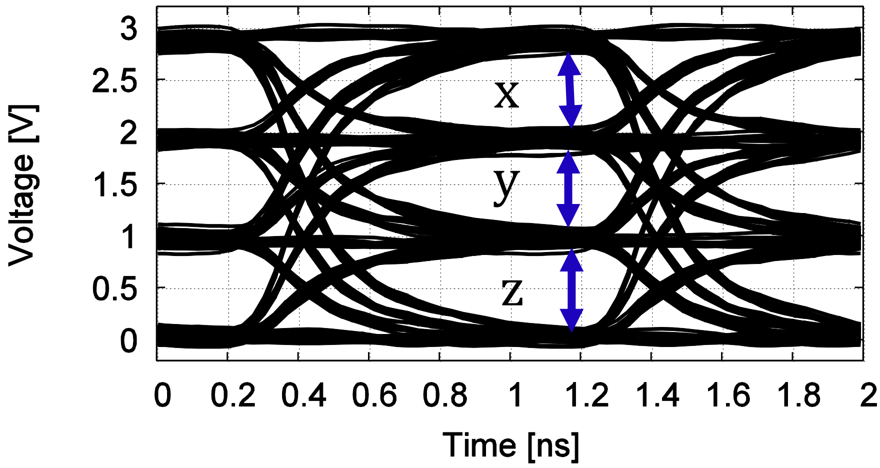

図 4-26　理想 PAM-4 信号のアイパターン

$$均等性 = \left\{1 - \left(\frac{|0.729 - 0.732| + |0.729 - 0.728| + |0.729 - 0.726|}{3}\right)\right\} * 100 = 99.8[\%]$$

表 4-2　理想 PAM-4 信号波形の均等性

	0⇔1(x)	1⇔2(y)	2⇔3(z)	均等性
Eye Height	0.732[V]	0.728[V]	0.726[V]	**99.8[%]**

同様にして、非線形 PAM-4 信号波形と補正後の PAM-4 信号波形の均等性を評価した。

表 4-3　送信ドライバに起因する非線形 PAM-4 信号と補正 PAM-4 信号の均等性

	0⇔1	1⇔2	2⇔3	**均等性**
補正無し　Eye Height	1.01[V]	0.487[V]	0.305[V]	**68.3[%]**
補正有り　Eye Height	0.564[V]	0.572[V]	0.600[V]	**85.0[%]**

表 4-4　DAC エラーに起因する非線形 PAM-4 信号と補正 PAM-4 信号の均等性

	0⇔1	1⇔2	2⇔3	**均等性**
補正無し　Eye Height	0.561[V]	1.46[V]	0.140[V]	**50.4[%]**
補正有り　Eye Height	0.753[V]	0.752[V]	0.762[V]	**97.3[%]**

表 4-3、表 4-4 共に、補正を施した場合の PAM-4 信号の均等性が改善していることが分かる。よって、得られた論理レベルと実際の出力電圧の関係から、逆特性を用いて論理レベル電圧をあらかじめ補正することにより、論理レベルと出力電圧の線形性を確保しレベル間ミスマッチの低減ができることが確認できる。

第 5 章　しきい値と Eye Width に関する検討

4.1 節にて多値符号化、特に PAM-4 信号伝送方式について紹介したが、本章ではさらに詳しく PAM-4 信号伝送方式について考察する。具体的にはアイパターンの時間方向の開きである Eye Width に着目し、従来の Binary 信号伝送と PAM-4 信号伝送の信号遷移の違いから、より高効率な信号判別方法について検討する

5.1　Binary 信号伝送波形と PAM-4 信号伝送波形の考察

PAM-4 信号は（0,1,2,3）の 4 レベルであるため 1 レベルを表す振幅の値は Binary 信号の 1/3 となる（図 5-1）。しかし Binary 信号の 2 ビットを 1 つのシンボルとして表現するため、Binary 信号の 1 ビットが 1UI（UI: Unit Interval）であるのに対し、PAM-4 信号の 1 シンボルは 2UI となる。そのため高速信号伝送に適しているが、アイの時間方向の開きである Eye Width について考えると UI が Binary 信号の 2 倍になるのに対して、Eye Width は 2 倍にはならない。

例として、20dB/dec、時定数$0.6 * 10^{-9}$の RC 回路でモデル化した伝送路に信号振幅 3[V]・ビットレート 1[Gbps]の Binary 信号と、その Binary 信号を 4 値化した PAM-4 信号を入力した場合のそれぞれの Eye Width の値を、論理レベルの遷移式から関係式を導出し、確認する。図 5-2 が Binary 信号の RC 回路通過後のアイパターンであり、図 5-3 は PAM-4 信号の RC 通過後のアイパターンである。

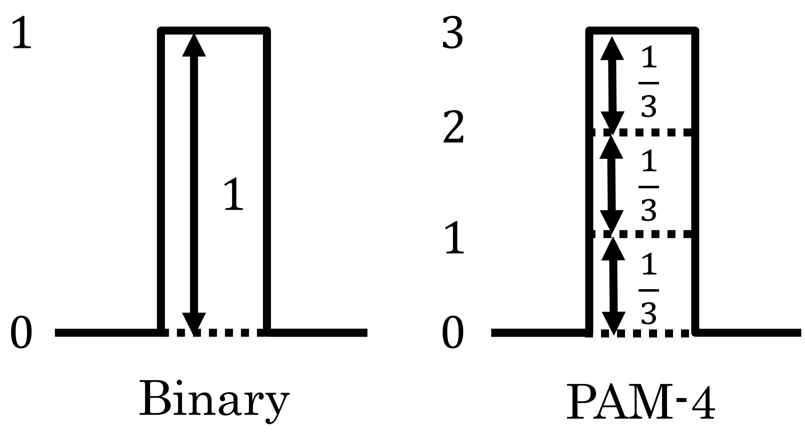

図 5-1　Binary 信号と PAM-4 信号

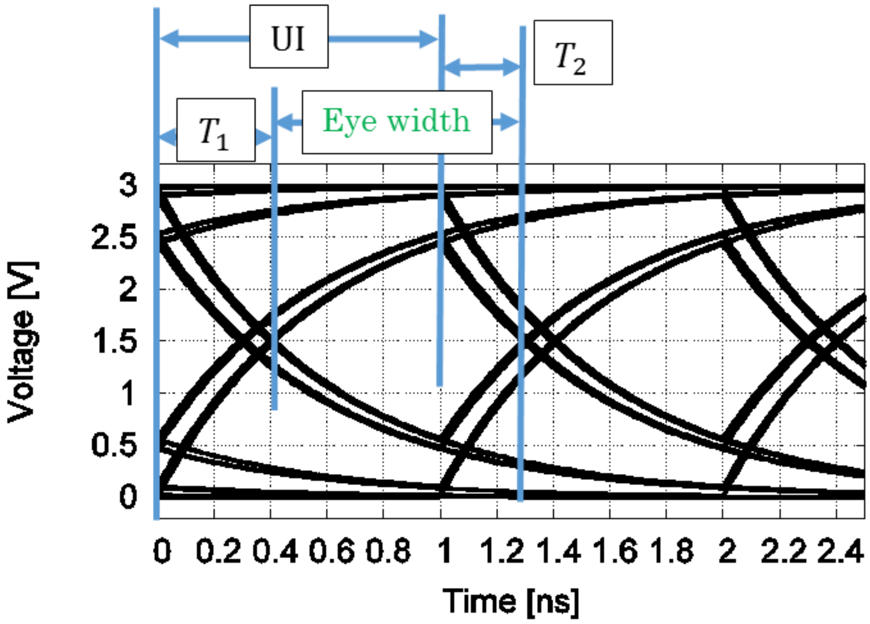

図 5-2　Binary 信号のアイパターンと Eye Width

図 5-2 より、Binary 信号の Eye Width は式 5-1 で表される。

$$Eye\ Width = (UI + T_2) - T_1 \ldots \text{（5-1）}$$

T_1は論理レベル 0 から論理レベル 1 への遷移と論理レベル 1 から論理レベル 0 への遷移の交点であり、伝送線路の時定数を RC とすると式 5-2、式 5-3 より式 5-4 のように表すことができる。

$$\text{論理レベル 0→論理レベル 1・・・} V_{(t)} = 3\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \ldots \text{（5-2）}$$

$$\text{論理レベル 1→論理レベル 0・・・} V_{(t)} = 3e^{-\frac{t}{RC}} \ldots \text{（5-3）}$$

$$T_1 = -RC * ln\frac{1}{2} \ldots \text{（5-4）}$$

定常状態においては、T_2もT_1と同様に導出でき、その値はT_1と等しくなる。よって、Binary 信号の Eye Width は式 5-5 となる。

$$Eye\ Width = (UI + T_2) - T_1$$

$$Eye\ Width = \left(UI - RC * ln\frac{1}{2}\right) + RC * ln\frac{1}{2}$$

$$Eye\ Width = UI \ldots \text{（5-5）}$$

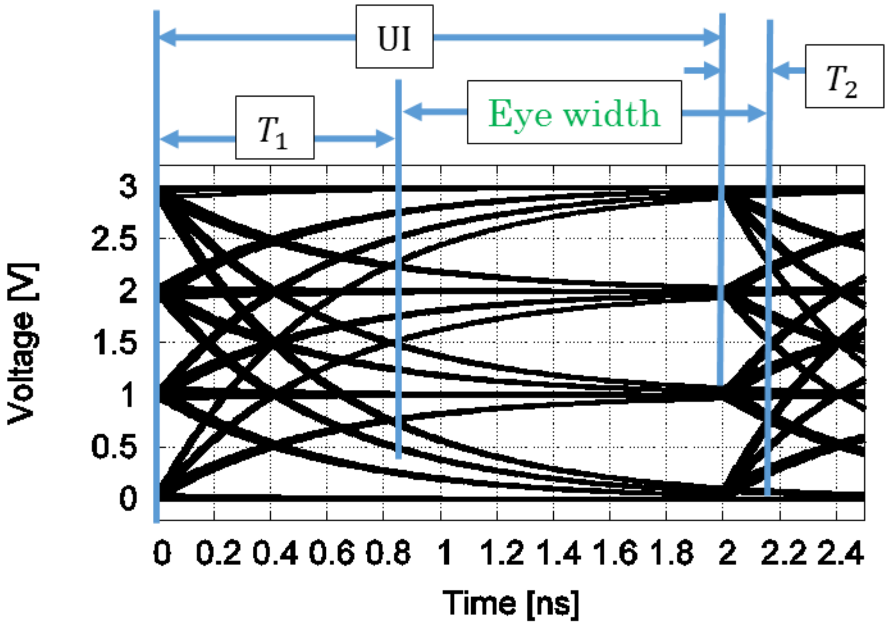

図 5-3　PAM-4 信号のアイパターンと Eye Width

図 5-3 より、PAM-4 信号の Eye Width は式 5-1 で表される。

$$Eye\,Width = (UI + T_2) - T_1 \ldots \text{（5-1）}$$

T_1は論理レベル 0 から論理レベル 2 への遷移と論理レベル 3 から論理レベル 1 への遷移の交点であり、式 5-6、式 5-7 より式 5-8 のように表すことができる。

$$\text{論理レベル 0→論理レベル 2・・・}V_{(t)} = 2\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \ldots \text{（5-6）}$$

$$\text{論理レベル 3→論理レベル 1・・・}V_{(t)} = 1 + 2e^{-\frac{t}{RC}} \ldots \text{（5-7）}$$

$$T_1 = -RC * ln\frac{3}{4} \ldots \text{（5-8）}$$

T_2に対しても同様に、論理レベル 1 から論理レベル 3 への遷移と論理レベル 2 から論理レベル 0 への遷移の交点であり、式 5-9、式 5-10 より式 5-11 のように表すことができる。

$$\text{論理レベル 1→論理レベル 3・・・}V_{(t)} = 2\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) + 1 \ldots \text{（5-9）}$$

$$\text{論理レベル 2→論理レベル 0・・・}V_{(t)} = 2e^{-\frac{t}{RC}} \ldots \text{（5-10）}$$

$$T_2 = -RC * ln\frac{1}{4} \ldots \text{（5-11）}$$

求めたT_1、T_2より、PAM-4 信号の Eye Width は式（5-12）となる。

$$Eye\,Width = (UI + T_2) - T_1$$

$$Eye\ Width = \left(UI - RC * ln\frac{1}{4}\right) + RC * ln\frac{3}{4}$$

$$Eye\ Width = UI - RC * ln3 \ldots \text{（5-12）}$$

以上より、それぞれの Eye Width は

式（5-5）・・・$Eye\ Width = UI$

Binary 信号の Eye width・・・$Eye\ Width = 1[nsec]$

式（5-12）・・・$Eye\ Width = UI - RC * ln3$

$$Eye\ Width = 2 - 0.6 * 10^{-9} * ln3$$

$\mathrm{PAM} - 4$ 信号の Eye width・・・$Eye\ Width = 1.34[nsec]$

式 5-5、式 5-12 から分かるように、定常状態における Binary 信号の Eye Width は時定数 RC によらない。一方 PAM-4 信号の Eye Width は定常状態においても時定数 RC の影響を受ける。これにより Binary 信号の Eye Width が 1[nsec]であるのに対して、PAM-4 信号の Eye Width は 2 倍の 2[nsec]にはならずに 1.34[nsec]になる。これをふまえて、本研究では PAM-4 信号の時間方向のマージンを最大限に活かせる信号判別方法について検討することで、高速信号通信において PAM-4 信号をより効率よく伝送できないか考えた。

5.2　PAM-4 信号のしきい値

（0,1）の Binary 信号を送信したとき、受信回路側で送信された信号が 0 であるか 1 であるかを判別するが、伝送線路の影響で信号振幅が変動するため入力信号の信号振幅を基準とした識別方法では本来 1 である信号を 0 として解釈されたり 0 である信号を 1 として解釈されたりしてしまう。そのため、受信回路側で論理レベルが High か Low かを識別するためにしきい値を設定する。しきい値とは高電圧と低電圧を区別する境となる電圧値のことである。Binary 信号の場合は識別対象が（0,1）の 2 つであるため、High か Low かを区別するしきい値 1 つで信号を識別できるが、（0,1,2,3）の 4 値である PAM-4 信号では中間レベルの識別が必要となるため、しきい値が 3 つ必要となる。図 5-4 に PAM-4 信号の識別回路の概略図を示す。

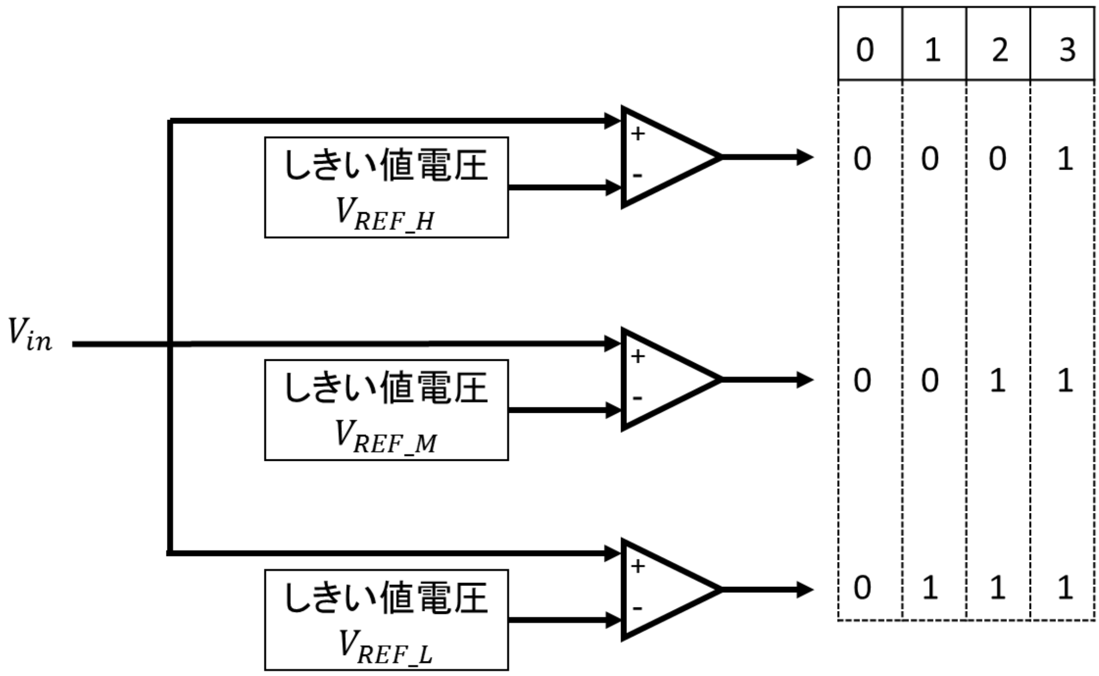

図 5-4　PAM-4 信号の識別回路の概略図

一般的に、(0,1)の Binary 信号のしきい値は信号振幅の 1/2 に設定される。図 5-5 の Binary 信号のアイパターンからわかるように、信号振幅の 1/2 の電圧値のときアイの開きが最大となるため、最もノイズやジッタの影響を受けないからである。

1 レベルを表す振幅の値が Binary 信号の 1/3 となる PAM-4 信号でも同様に、各論理レベル間の電圧の 1/2 にしきい値を設ける。図 5-6 に示したように、論理レベル 0 と論理レベル 1 を識別するしきい値V_{REF_L}は信号振幅V_{pk-pk}を使って

$$V_{REF\_L} = V_{pk-pk} * \frac{1}{6} [V]$$

となる。V_{REF_M}, V_{REF_H}についても同様に

$$V_{REF\_M} = V_{pk-pk} * \frac{1}{2} [V]$$

$$V_{REF\_H} = V_{pk-pk} * \frac{5}{6} [V]$$

となる。

ここで、PAM-4 信号のアイパターンの論理レベル 0 と論理レベル 1、および論理レベル 2 と論理レベル 3 のアイの開きと、論理レベル 1 と論理レベル 2 のアイの開きを見ると、低・高論理レベル間のアイの開きは中間レベルのアイの開きと比べてしきい値を基準とした上下対称になっていないことがわかる。これは、低・高論理レベルのアイパターンは論理レベル 0 から論理レベル 3 への遷移と論理レベル 3 から論理レベル 2 への遷移など、遷移する電圧が異なる信号の重ね合わせで構成されているためである。そのため、低・高論理レベルのアイの時間方向の開き Eye Width は、中間レベルの Eye Width と比較して小さくなってしまう問題がある。

この問題を解決するため、各論理レベル間の Eye Width を決定する要因を調べ、しきい値と Eye Width の関係を調べる。

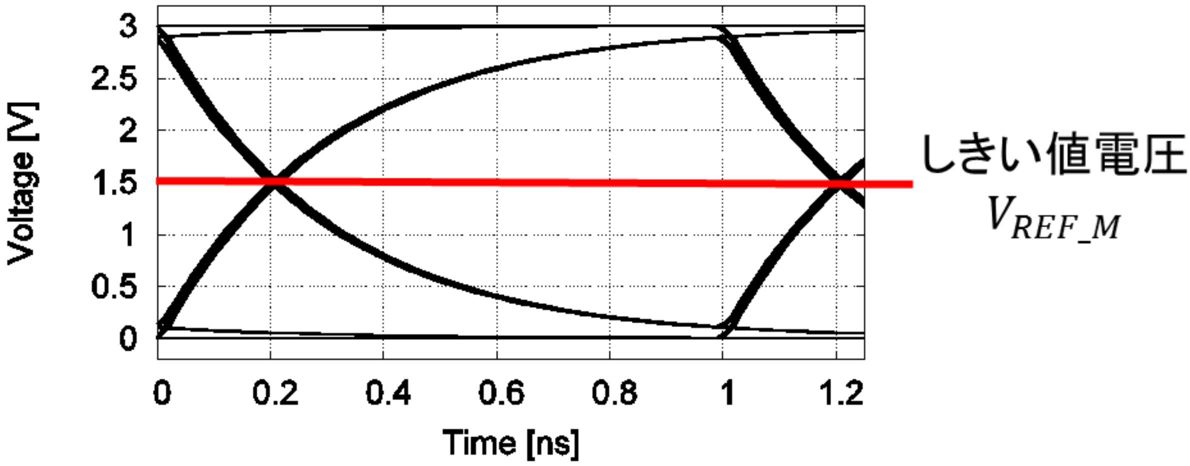

図 5-5　Binary 信号のアイパターンとしきい値

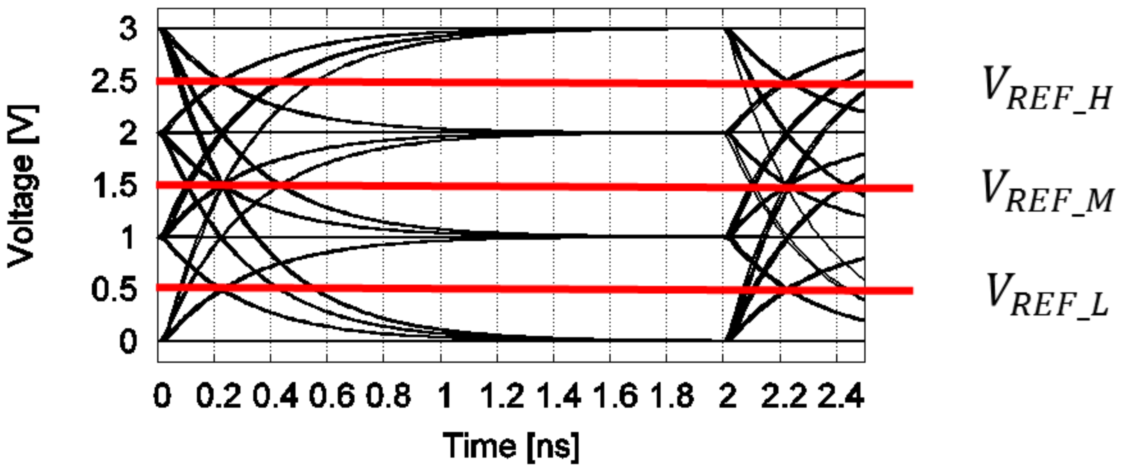

図 5-6　PAM-4 信号のアイパターンとしきい値

5.3　Eye Width を決定する論理レベルの遷移

Binary 信号の Eye Width は論理レベルが 0 と 1 の 2 つのため、0 から 1、1 から 0 の単純な 2 つの遷移によって決定される。しかし、PAM-4 信号伝送は 0,1,2,3 の 4 値の信号のため中間レベルの複雑な遷移が発生する。そのため論理レベル 0 から 1 への遷移と 3 から 1 への遷移の交点や論理レベル 2 から 0 への遷移と 1 から 3 の交点等複数の交点が発生する。ここで、PAM-4 信号の代表的な交点を図 5-7 と表 5-1 にまとめた。図 5-7 では論理レベルの変化が無い場合（1 から 1 など）の遷移との論理レベルの変化がある遷移の交点は示していない。

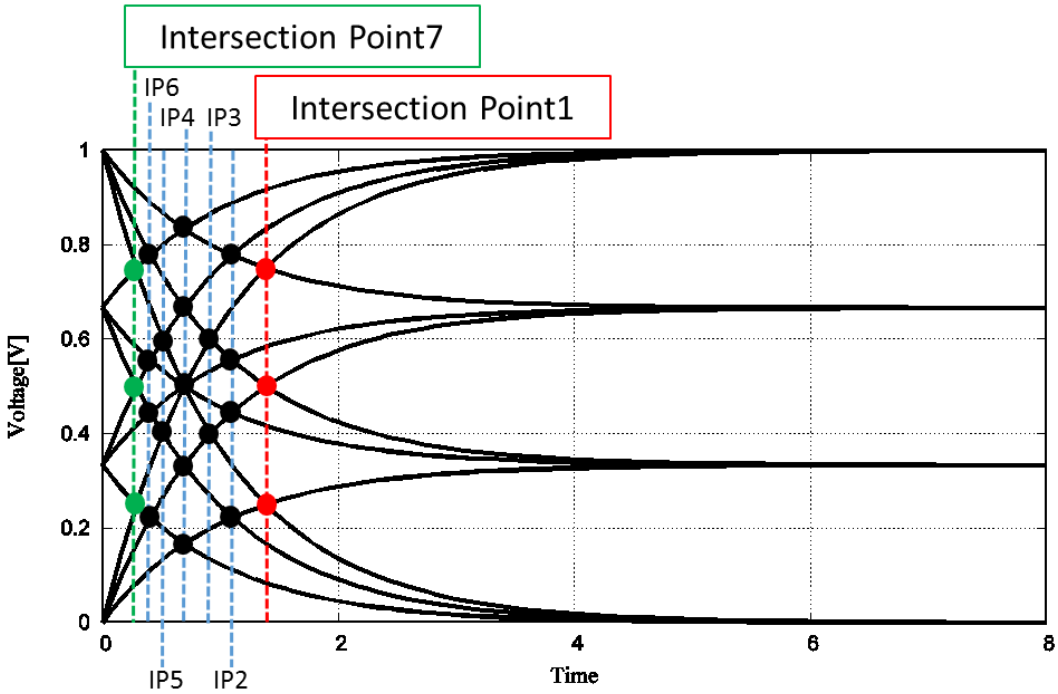

図 5-7　PAM-4 信号の論理レベルの遷移によってできる代表的な交点t

表 5-1　　PAM-4 信号の代表的な論理レベルの遷移によってできる交点の時間t

Intersection Point1	$t = -RC * \ln(1/4)$
Intersection Point2	$t = -RC * \ln(1/3)$
Intersection Point3	$t = -RC * \ln(2/5)$
Intersection Point4	$t = -RC * \ln(1/2)$
Intersection Point5	$t = -RC * \ln(3/5)$
Intersection Point6	$t = -RC * \ln(2/3)$
Intersection Point7	$t = -RC * \ln(3/4)$

図 5-7、表 5-1 から PAM-4 信号の遷移の交点は時間軸方向を基準に 7 つのグループに分類されることがわかる。表 5-1 にまとめた交点の式を見ると、伝送線路の時定数と自然対数によって構成されており、これは PAM-4 信号の交点の位置関係が常に図 5-7 のようになることを示している。そして、交点の時間軸が最大と最小になるような交点は Intersection Point1 と Intersection Point7 に属する 6 つの交点である。以上のことから、PAM-4 信号の Eye Width は Intersection Point1 と Intersection Point7 の 6 つの交点をなす特定の遷移によって決定されていることが確認できる。表 5-2 に Intersection Point1 と Intersection Point7 の 6 つの交点をなす論理レベルの遷移をまとめた。

表 5-2　Eye Width を決定する論理レベルの遷移

	論理レベルの遷移		
Intersection Point1	0 から 1 と 3 から 0	0 から 2 と 3 から 1	0 から 3 と 3 から 0
Intersection Point6	0 から 3 と 1 から 0	1 から 3 と 2 から 0	2 から 3 と 3 から 0

ここで、PAM-4 信号の Eye Width が特定の論理レベルの遷移によって決定されるのであれば、その特定の論理レベルの遷移を変化させることで Eye Width の増加が見込めるのではないかと考えた。具体的には、論理レベル 1 と論理レベル 2 の電圧値を増減させ、しきい値に Intersection Point1 と Intersection Point7 の 6 つの交点が来るように調整することで Eye Width の増加を試みた（図 5-8）。論理レベルの調整を行った PAM-4 信号伝送波形が伝送線路を通過した後のアイパターンを図 5-9 に示す。また、表 5-3、表 5-4 にそれぞれの波形の各論理レベルの Eye Width と Eye Height をまとめた。

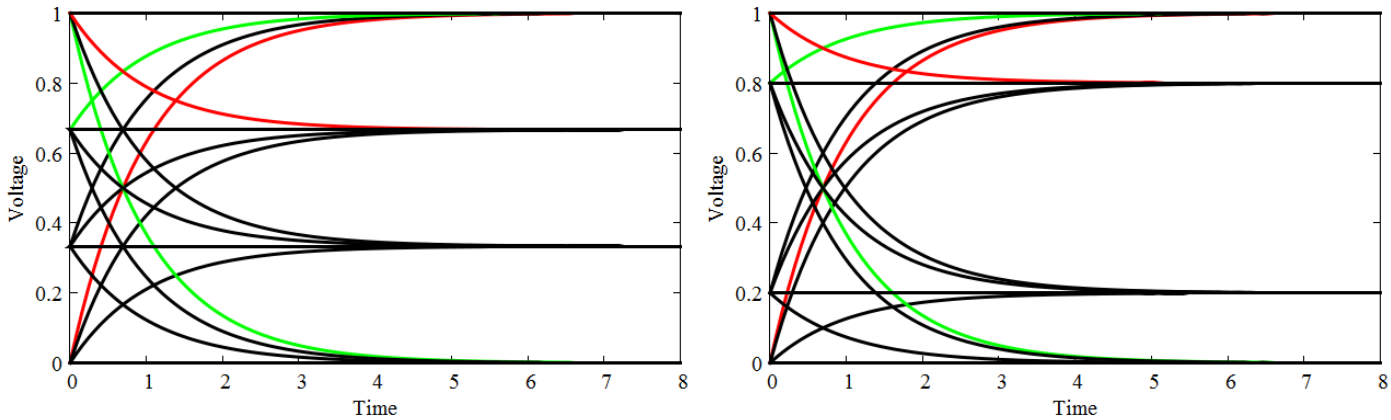

図 5-8　論理レベル 1、2 の電圧値を増減させた時の
論理レベル 2-3 間の Eye Width を決める遷移（右）

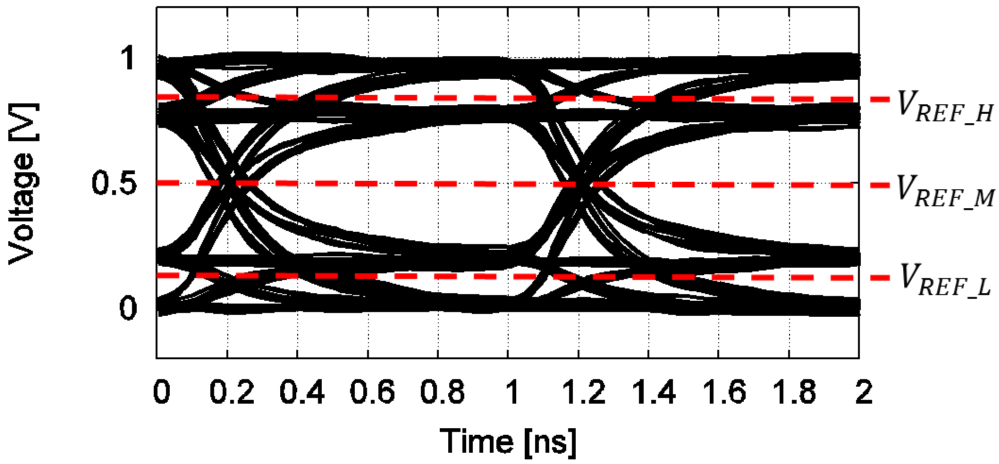

図 5-9　論理レベルの調整を行った PAM-4 信号伝送波形のアイパターン

表 5-3　各論理レベルの Eye Width

	論理レベル 0-1 間	論理レベル 1-2 間	論理レベル 2-3 間
従来の PAM-4	0.58[nsec]	0.76[nsec]	0.66[nsec]
調整を行った PAM-4	0.58[nsec]	0.90[nsec]	0.58[nsec]

表 5-4　各論理レベルの Eye Height

	論理レベル 0-1 間	論理レベル 1-2 間	論理レベル 2-3 間
従来の PAM-4	0.25[V]	0.25[V]	0.25[V]
調整を行った PAM-4	0.13[V]	0.50[V]	0.12[V]

図 5-9 より、論理レベルの調整を行った PAM-4 信号伝送波形のアイパターンは、すべての論理レベル間でしきい値に Eye Width の最大値がきていることがわかる。しかし、表 5-3 より Eye Width の増加を確認できなかった。以下にその原因を述べる。

信号振幅 1[V]の PAM-4 信号の論理レベル 2 と論理レベル 3 の間の Eye Width について考える。この論理レベル間における Eye Width を決定する遷移は図 5-7 より論理レベル 0 から 3 と 3 から 2 の交点、論理レベル 3 から 0 と 2 から 3 の交点である。それぞれの交点の電圧値がしきい値と等しくなる時の遷移式は、論理レベル電圧の増減を変数xとすると式（5-13）から式（5-16）で表される。

論理レベル 0→論理レベル 3・・・$V_{(t)} = 1 - e^{-\frac{t}{RC}}$…（5-13）

論理レベル 3→論理レベル 2・・・$V_{(t)} = \left\{1 - \left(\frac{2}{3} + x\right)\right\} e^{-\frac{t}{RC}} + \frac{2}{3} + x$…（5-14）

論理レベル 3→論理レベル 0・・・$V_{(t)} = e^{-\frac{t}{RC}}$…（5-15）

論理レベル 2→論理レベル 3・・・$V_{(t)} = 1 + \left(x - \frac{1}{3}\right) e^{-\frac{t}{RC}}$…（5-16）

条件より、論理レベル 2 と論理レベル 3 の間のしきい値V_{REF_H}は

$$V_{REF\_H} = V_{pk-pk} * \frac{5}{6} = \frac{5}{6}[V]$$

式（5-13）から式（5-16）より変数xは

$$\mathrm{x} = \frac{2}{15}$$

よってそれぞれの交点は

論理レベル 0 から 3 と 3 から 2 の交点・・・$\mathrm{t} = -RC * ln\frac{1}{6}$…（5-17）

論理レベル 3 から 0 と 2 から 3 の交点・・・$\mathrm{t} = -RC * ln\frac{5}{6}$…（5-18）

次に、論理レベルの調整を行わない従来の PAM-4 信号のアイパターンの論理レベル 2 と論理レベル 3 の間の Eye Width を求める。論理レベルの調整を行った PAM-4 信号と同様に、それぞれの交点の遷移式は、式（5-19）から式（5-22）で表される。

論理レベル 0→論理レベル 3・・・$V_{(t)} = 1 - e^{-\frac{t}{RC}}$…（5-19）

論理レベル 3→論理レベル 2・・・$V_{(t)} = \frac{1}{3} e^{-\frac{t}{RC}} + \frac{2}{3}$…（5-20）

論理レベル 3→論理レベル 0・・・$V_{(t)} = e^{-\frac{t}{RC}}$…（5-21）

論理レベル 2→論理レベル 3・・・$V_{(t)} = 1 - \frac{1}{3} e^{-\frac{t}{RC}}$…（5-22）

式（5-19）から式（5-22）より、論理レベル 2 と論理レベル 3 の間のしきい値V_{REF_H}が$\frac{5}{6}[V]$となるときのそれぞれの交点は

論理レベル 0 から 3 と 3 から 2 の交点・・・$\mathrm{t} = -RC * ln\frac{1}{6}$…（5-23）

論理レベル 3 から 0 と 2 から 3 の交点・・・$\mathrm{t} = -RC * ln\frac{5}{6}$…（5-24）

以上より、論理レベルの調整を行った PAM-4 信号と従来の PAM-4 信号のしきい値における Eye Width は等しくなることが分かる。これは、PAM-4 信号の論理レベル 1 と論理レベル 2 の電圧値を調整しても、信号振幅である論理レベル 0 と論理レベル 3 が不変であるため、論理レベル 2 と論理レベル 3 の間の Eye Width を決定する交点も変化しないためである。

同様の理由で論理レベル 0 と論理レベル 1 の間の Eye Width も変化しない。一方論理レベル 1 と論理レベル 2 の間の Eye Width は論理レベル 1 と論理レベル 2 の電圧値が変更されるため増減する。しかしながら、PAM-4 信号の論理レベル 1 と論理レベル 2 の間の Eye Width は論理レベルの調整をせずとも Eye Width の最大値を得られるため、調整によって Eye Width が増加したとしても効果が小さい。さらに本節で紹介した論理レベルの調整による手法は表 5-4 を見ると分かるように PAM-4 信号の各論理レベル間の Eye Height の大きさが不均等になるデメリットもあるため望ましくない。

以上のことから、PAM-4 信号の論理レベル間を均等に保ったまま Eye Width を大きく測定できるような手法が必要となる。

5.4　しきい値調整による Eye Width の増加

5.2 節、5.3 節にて PAM-4 信号のしきい値と Eye Width について述べた。PAM-4 信号の各論理レベル間の Eye Width は特定の遷移により決定されるが中間レベルの電圧調整では Eye Width の効果的な増加は見込めない。

そこで、中間レベルの電圧調整で Eye Width の最大値をしきい値に合わせるのではなく、伝送線路通過後の PAM-4 信号波形に合わせたしきい値を設定することで Eye Width の最大値を参照できる手法を提案する。

最初に、20dB/dec、時定数$0.6 * 10^{-9}$の RC 回路でモデル化した伝送路に信号振幅 1[V]・シンボルレート 0.5[Gsps]の PAM-4 信号（図 5-10）のしきい値を考える。

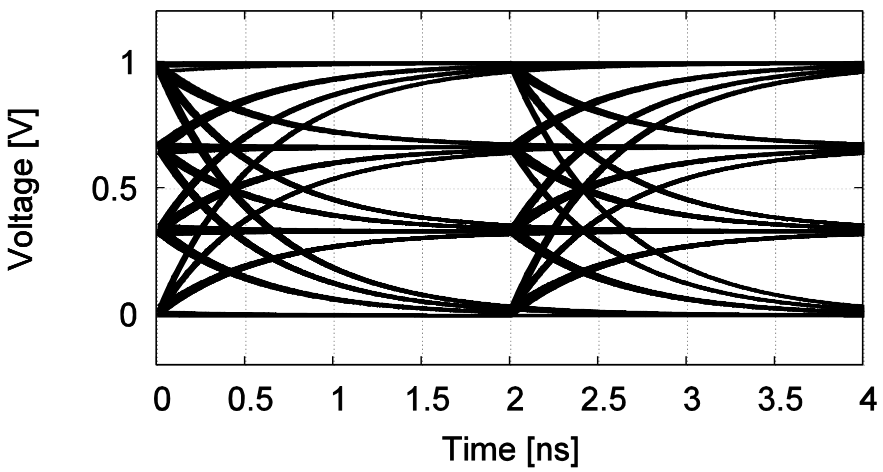

図 5-10　RC 回路通過後の 1[Gsps]の PAM-4 信号のアイパターン

論理レベル 2 と論理レベル 3 間の最大 Eye Width をとる電圧値は、図 5-7 と表 5-1 より

$$V_{\left(-RC*ln\frac{1}{4}\right)} = 1 - e^{-\frac{-RC*ln\frac{1}{4}}{RC}} = 0.750[V]$$

しきい値設定を行わない場合のV_{REF_H}は

$$V_{REF\_H} = V_{pk-pk} * \frac{5}{6} = 0.833[V]$$

同様に、論理レベル 0 と論理レベル 1 間の最大 Eye Width をとる電圧値は、

$$V_{\left(-RC*ln\frac{1}{4}\right)} = e^{-\frac{-RC*ln\frac{1}{4}}{RC}} = 0.250[V]$$

しきい値設定を行わない場合のV_{REF_L}は

$$V_{REF\_L} = V_{pk-pk} * \frac{1}{6} = 0.167[V]$$

求めた電圧値における各 Eye Width を表 5-5 に示す。

表 5-5　従来の Eye Width としきい値調整を行った場合の Eye Width

	論理レベル 0-1 間	論理レベル 1-2 間	論理レベル 2-3 間
従来の Eye Width	1.03[nsec]	1.30[nsec]	1.01[nsec]
調整した時の Eye Width	1.31[nsec]	1.30[nsec]	1.31[nsec]

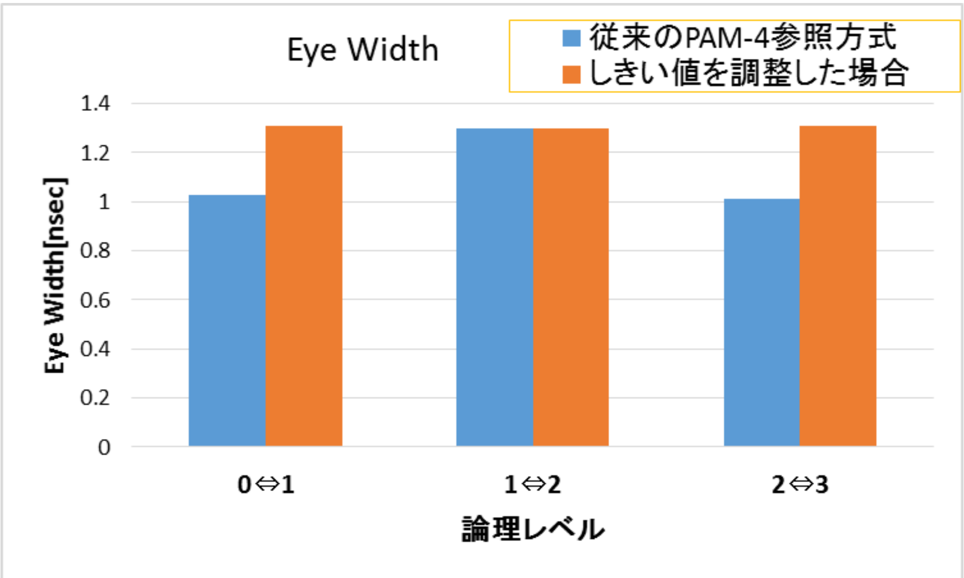

表 5-5 をみると、従来の Eye Width と比較してしきい値を調整した場合論理レベル 0 と論理レベル 1 間および論理レベル 2 と論理レベル 3 間の Eye Width が増加しているのが分かる。論理レベル 1 と論理レベル 2 の間の Eye Width は論理レベルの調整をせずとも Eye Width の最大値を得られるため調整の必要がない。

次に、RC 回路ではなく伝送線路モデルに信号振幅 1[V]・シンボルレート 1[Gsps]の信号を入力した場合を考える。使用した伝送路の S21 特性は図 5-11、図 5-12 である。RC と同様の手順でしきい値を調整し、それぞれの Eye Width を表 5-6 と表 5-7 に示した。

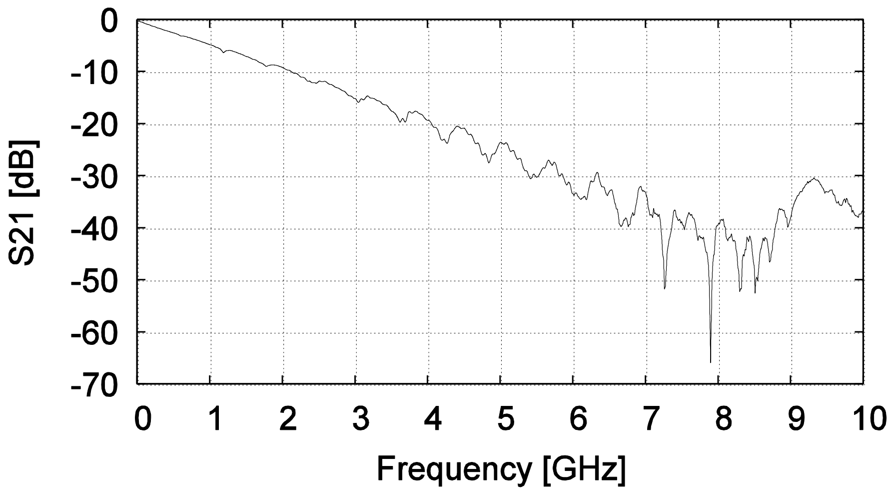

図 5-11　伝送線路モデル 1（L1）の周波数特性

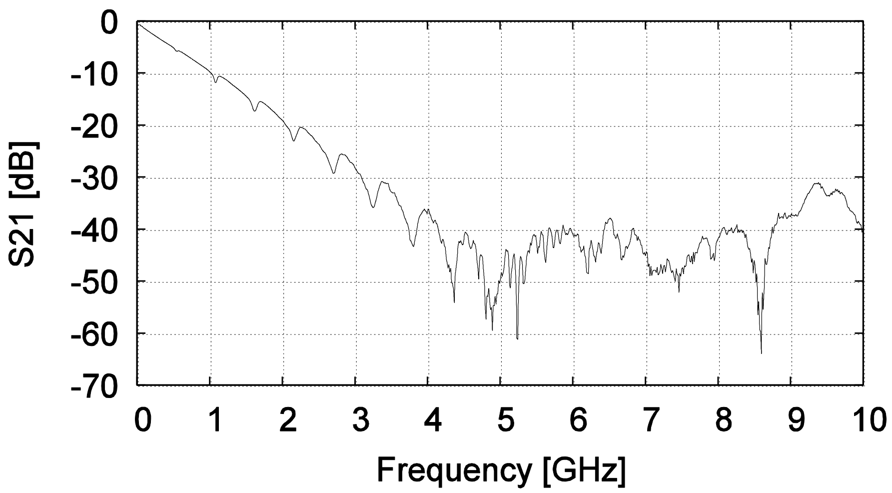

図 5-12　伝送線路モデル 2（L2）の周波数特性

表 5-6　従来の Eye Width としきい値調整を行った場合の Eye Width

L1	論理レベル 0-1 間	論理レベル 1-2 間	論理レベル 2-3 間
従来の PAM-4	0.58[nsec]	0.76[nsec]	0.66[nsec]
調整した時の Eye Width	0.76[nsec]	0.76[nsec]	0.76[nsec]

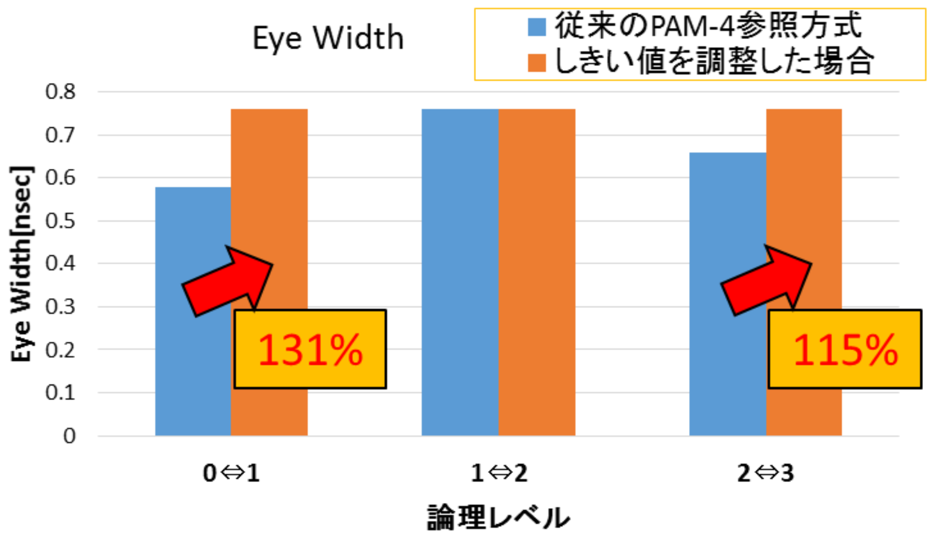

表 5-7　従来の Eye Width としきい値調整を行った場合の Eye Width

L2	論理レベル 0-1 間	論理レベル 1-2 間	論理レベル 2-3 間
従来の PAM-4	0.24[nsec]	0.54[nsec]	0.3[nsec]
調整した時の Eye Width	0.54[nsec]	0.54[nsec]	0.54[nsec]

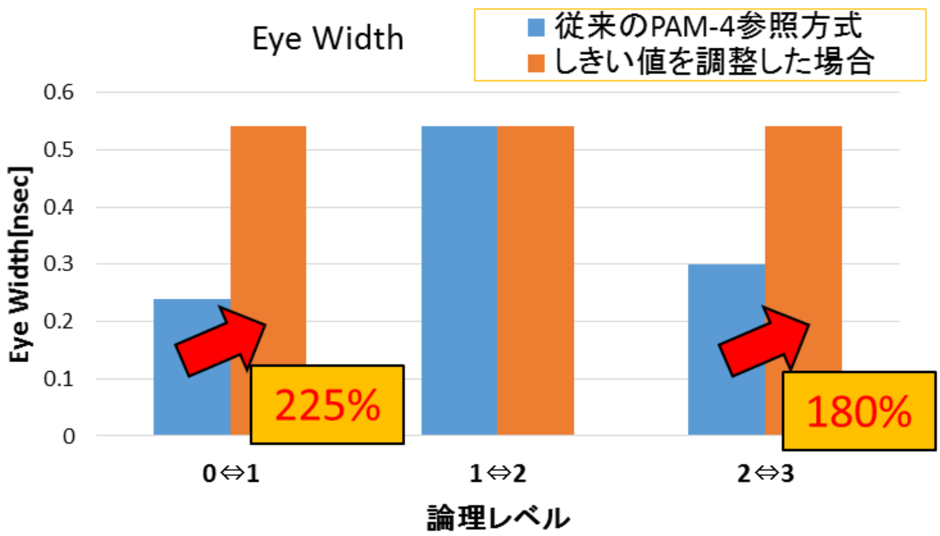

表 5-6、表 5-7 からわかるように、伝送線路が RC 回路の時と同様にしきい値調整を行うことにより Eye Width を大きくとることが出来ている。特に、伝送線路モデル 1 と比べて周波数特性が厳しい伝送線路モデル 2 において、論理レベル 0-1 間の Eye Width は 2 倍以上の大きさを得ることができている。これは、伝送線路による信号波形劣化が大きいほど低・高レベルの論理レベル間のアイの開きが楕円形ではなく三角形に近い形になっていくためである（図 5-13）。そのため、本研究で検討したしきい値調整による Eye Width 測定は信号波形劣化が大きい伝送路の条件ほど有効だと考えられる。

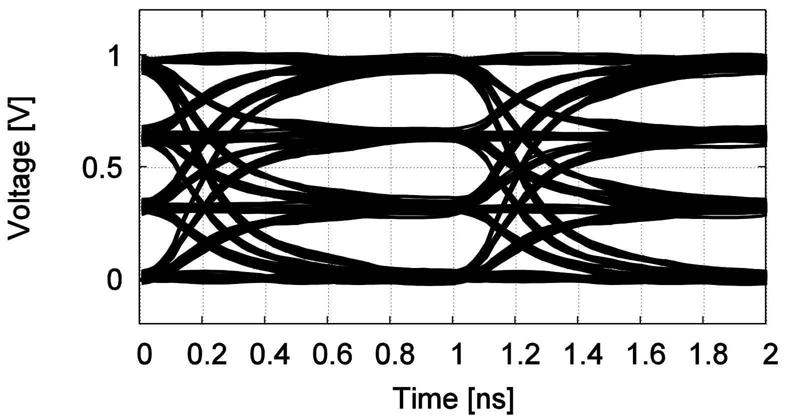

図 5-12　伝送線路モデル 1（L1）通過後の PAM-4 信号のアイパターン

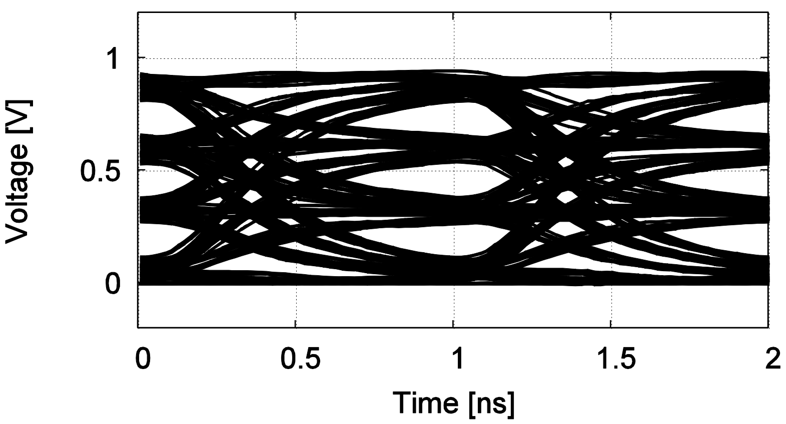

図 5-13　伝送線路モデル 2（L2）通過後の PAM-4 信号のアイパターン

第 6 章　結言

本研究では、高速信号伝送において問題となる PAM-4 符号の送信ドライバの非線形性の補正方法と、アイパターンの考察から PAM-4 信号の時間方向マージンを効率的に確保できる手法の提案、検討を行った。

まず高速信号伝送におけるデジタル信号の特性を述べ、伝送線路による信号劣化の影響と本研究でも使用した信号品質の評価方法を紹介した。その中で、デジタル信号の高周波成分が伝送線路によって失われることが信号劣化の大きな原因であることを示し、解決策として高周波成分を補償する波形整形技術が用いられていることを示した。しかしながら波形整形技術は信号レートの高速化に伴い回路規模や消費電力が増大してしまうという問題があるため、信号処理によらない波形整形の必要性を述べた。

次に、高速信号伝送における信号品質の評価を行うにあたり、実測した伝送線路のデータを回路シミュレータにインポートすることで、より高精度かつ高効率なシミュレーション環境を構築した。

その後、信号処理によらない波形整形として符号化技術を紹介し、その中で PAM-4 信号伝送方式について述べた。高損失の伝送線路および高速信号伝送において非常に有効な技術である PAM-4 信号伝送方式だが、送信ドライバ回路の非線形性などによって論理レベル間が不均一になる場合がある。そこで、送信ドライバの実際の出力電圧と論理レベルの関係を調べ、逆特性を用いて論理レベル電圧をあらかじめ補正することにより、論理レベルと出力電圧の線形性を確保する方法を提案し、検討を行った。

また、従来の 2 値信号である Binary 信号と PAM-4 信号のアイパターンの考察から、PAM-4 信号の時間マージンを確保可能な信号判別回路について検討した。中間レベルの複雑な遷移が発生する PMA-4 信号において信号が高電位か低電位かを区別するしきい値が複数必要であることと、伝送線路の波形劣化による低・高論理レベル間のアイの開きが中間の論理レベル間のアイの開きと異なることに着目し、しきい値を PAM-4 信号に合わせた調整を行うことで時間方向マージンが増加することを確認した。

今後の課題として、次世代の高速信号伝送として PAM-4 信号伝送方式の導入が検討されている 400[Gbps]の信号伝送においても本研究にて提案した非線形性補正方法が有効であるか確認するために、より広帯域の伝送線路モデルの生成やシミュレーション上ではなく実際の送信ドライバ回路を用いた検討が必要だと考えられる。また、第 5 章で行ったしきい値の調整は受信した PAM-4 信号から計算により手動で設定する必要があるため、適応的にしきい値を調整できるシステムの開発など、より深い検討が必要であると言える。

参考文献

[1] PAM4 Signaling in High Speed Serial Technology: Test, Analysis, and Debug, Tektronix application note.

[2] Keysight World 2016 セミナー資料　“Ready for PAM4?～設計から評価まで～”, 2016

[3] Kwang-Hun Lee and Young-Chan Jang,
“An Asymmetric 4-PAM Transceiver with 5.6-Gb/s/channel Data Rate for Display Interface with Ultra-high Definition”

[4]相良 岩男
“A/D･D/A 変換回路入門”pp.70-71,2003.

[5]岩垂 好裕
“情報伝送と符号の理論”pp.9-10,2000,

[6]石神 貴織,弓仲 康史
“多値信号伝送のシグナルインテグリティ解析システムの構築”
2015　群馬大学大学院　理工学専攻　電子情報・数理教育プログラム　修士論文

[7]高田 裕貴, 弓仲 康史
“符号化技術を用いたスペクトルシェーピングに基づく高速信号伝送方式”
2014　群馬大学大学院　電子工学専攻　修士論文

[8] 岡田 孟真, 弓仲 康史
“伝送路特性に着目した高速高効率伝送のための符号化技術”
2015　群馬大学大学院　理工学専攻　電子情報・数理教育プログラム　修士論文

[9] 北村 拓也、弓仲 康史、"PAM-4 信号伝送波形の考察とその非線形性補正"　電子情報通信学会東京支部学生会 第 22 回研究発表会, 2017

[10] Y. Yuminaka, T. Kitamura and Y. Iijima
“A PAM-4 Eye Diagram Analysis and Its Monitoring Technique for Adaptive Pre-Emphasis for Multi-Valued Data Transmission,” IEEE Proceedings of 47th International Symposium on Multiple-Valued Logic, Accept, 2017.

謝辞

本論文は、著者が群馬大学大学院 理工学府 理工学専攻 電子情報・数理教育プログラム情報通信システム分野 第3研究室 弓仲研究室で行った研究をまとめたものである。

本研究を進めるにあたり、弓仲康史准教授には学会発表の資料作成から論文発表会の発表練習まで細部にわたり助言・ご指導を頂けたこと感謝の念に堪えません。また、主査を受けていただきました本島邦行教授、副査を受けていただきました伊藤直史准教授には適切なご助言を頂きましたことを感謝いたします。そして、本研究において使用した伝送線路モデルの作成・データ取得を行った同研究室OBの石神貴織氏、弓仲康史准教授に重ねて御礼申し上げます。最後に、日頃よりご助言・ご意見を頂いた同専攻弓仲研究室の皆様に感謝の意を表し、謝辞とさせていただきます。

平成29年3月