

Application Note:

HFAN-9.1.0

Rev. 1; 04/08

トランスミッタ RIN が光リンク性能に及ぼす影響

トランスミッタ RIN が光リンク性能に及ぼす影響

1 概要

半導体レーザの相対強度ノイズ(RIN)は、ある特定の状況下で光ファイバ通信リンクの性能を著しく低下させるおそれのある重要なパラメータです。レーザの出力は、バイアス、光の反射、および温度などのすべての動作条件が一定に維持されているときであっても、強度と位相の両方で変動する可能性があります。レーザ強度の変動は、RIN を発生させる原因となります。RIN は、レーザではなくトランスミッタ源に関連するノイズであるため、光ファイバリンク内で達成可能な最大「信号対ノイズ比(SNR)」が制限されることとなります。本質的に RIN は広帯域であり、対象としているレーザの応答時間に応じて上側周波数がカットオフされています。光ファイバリンクを規定および設計する目的は、レーザの熱雑音などのパラメータと比較して、RIN による寄与によってリンク性能が著しく低下しないようにすることです。

このアプリケーションノートでは、まず、RIN が光ファイバリンクの感度に与える影響についての概要を説明し、次にファイバチャネル標準で概説されている RIN の測定方法について説明します。次に、高速サンプリングオシロスコープを使用して、時間領域内で RIN を測定する代替の方法を提示します。時間領域内で RIN の測定を行うと、ブロードバンドパワーメータの使用時には得られない、特別な長所が得られます。

2 RIN ペナルティの推定

レーザのフォトディテクタの出力端で発生する、DC バイアスががかかっているけれども変調されていないレーザからの RIN 誘導ノイズ比の推定値は、次式から計算することができます：

$$\sigma = \sqrt{BW \times 10^{\frac{RIN}{10}}} \quad (1)$$

ここで、

BW はレーザの測定帯域幅(Hz)です。

σ はノイズ比です(無次元)。

RIN は dB/Hz という単位で表され、負数となります。上記の式は、RIN ノイズスペクトルが、BW によって指定される周波数範囲に対して一定であることを前提としています。RIN¹ によって生ずるノイズ電力をより正確に計算できる式がありますが、ここでは式(1)が、実証目的のために適切であると考えました。図 1 は、一定の出力電力で高速レーザにバイアスを加えた場合の、RIN スペクトルのグラフ例を示しています。RIN 曲線の形状は、レーザの動作点と速度に大きく依存します。RIN 曲線におけるピークは、半導体レーザの特性です。出力電力が低くなると、RIN のピーク周波数は低減しますが、ピークの大きさは増大します。

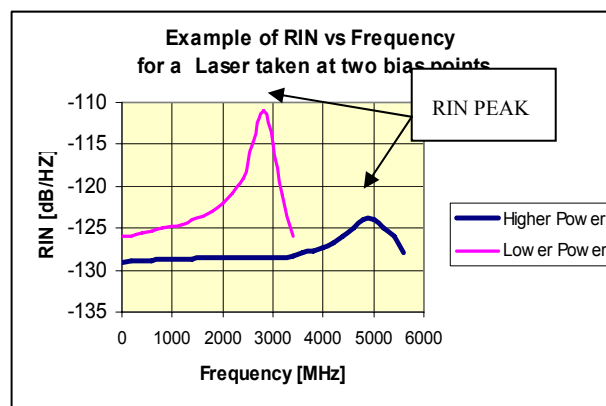


図 1 : RIN のスペクトル密度

リンク性能の低下は、所定のビットエラーレート(BER)と、(1)のレシーバ帯域幅にわたって組み込まれた RIN の絶対レベルを組み合わせたときの、所望の SNR の関数になります。所望の SNR は、Q 係数^{2,3}によって指定することができます。Q は、次式で表すことができます：

$$Q = \frac{(I_{\text{one}} - I_{\text{zero}})}{(\sigma_{\text{one}} + \sigma_{\text{zero}})} \quad (2)$$

ここで、

I_{one} と I_{zero} は、ロジック 1 とロジック 0 の光パワーレベルに相当する光電流(アンペア)です。

σ_{one} と σ_{zero} は、対応する rms のノイズ電流(アンペア)です。

10^{-12} の BER を得るには、約 7 の Q が必要です。dB 単位での RIN 電力ペナルティ(Prin)は、Q 係数と、(1)¹ から計算した RIN ノイズで表すことができます。

$$\text{Prin} = 10 \times \log \left(\frac{1}{\sqrt{1 - (Q \times \sigma)^2}} \right) \quad (3)$$

たとえば、-118dB/Hz の RIN に Q 係数 7 とレシーバ帯域幅 3GHz を与え、最初に(1)を使用してノイズ比 σ を計算すると、0.069 の値が得られます。これを(3)に代入すると、0.58dB の電力ペナルティが得られ、これは、RIN の存在を補償するために増やす必要のある送信電力の量です。

式(3)は、RIN と電力ペナルティ間の非線形関係を示しています。RIN をほんの数 dB だけ増やすだけで、電力ペナルティが大幅に増加します。この効果は、図 2 にプロットした一連の BER 曲線において最もわかりやすく目で確認することができます。例では、5 つの BER 曲線が示されています。一番左の曲線は、RIN のない理想的な光トランスミッタを、調整可能な減衰器を通して光レシーバに接続したときの、BER 曲線の代表例です。残りの 4 つの曲線は、RIN を増加したときの BER 応答の形状に対する影響を示しています。RIN のコンポーネントが十分に大きくなると、エラ

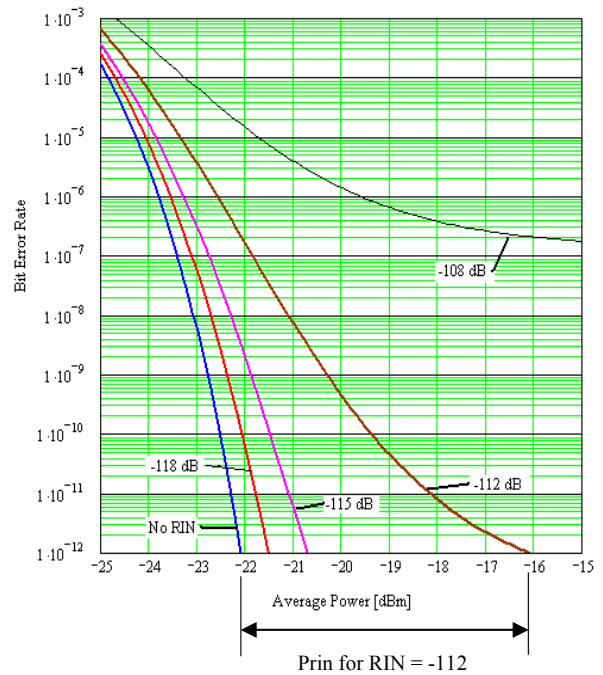


図 2: さまざまなレベルの RIN における BER 曲線

ーフロアが生じる可能性があります。(3)で表された電力ペナルティは、一番左の基準曲線と、 10^{-12} の BER で測定した所望の RIN 値での曲線との間の、光パワーの差で表されます。図 2 に示すとおり、RIN ペナルティは、BER の減少(Q は増大)とともに増加します。

図 2 に示す曲線は、レーザが完全に変調されていることを前提としています。高速光トランスミッタにおいて優れたアイ品質を得るために、設計者は、変調振幅を低減してレーザを稼働させることを好みます。同じ平均電力を維持しながら光変調振幅(OMA)を低減することによって、エッジ速度や全体的な送信アイ品質などのレーザの動的応答特性が、概して向上します。ファイバチャネル仕様では、低減変調(低減消光比)⁴でレーザを動作できることが明確に記述されています。最小平均電力と消光比を指定する代わりに、最小量の送信 OMA についての仕様が指定されているだけです。これを図 3 に示します。これによって設計者は、最適な送信アイ品質を得るための最適な消光比を自由に選択できるようになります。ただし、送信 RIN は、どの程度低い消光比を使用できるかどうかを判断する重要な要因となります。

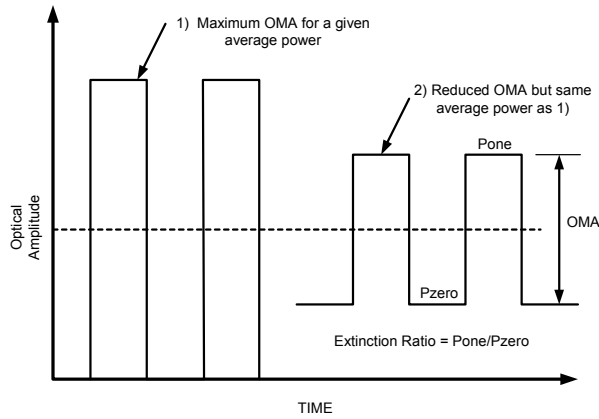


図3: 最大変調と低減変調を示す概略図

図4は、図2で使用したものと同一レーザを低減消光比で動作したときの BER 性能に及ぼす RIN の影響を表しています。消光比はより少ないため、所定の BER に必要な平均電力は、一番左の曲線で見られるとおり、より高くなります。ただし、RIN が図2と同じ手順で増大すると、エラーフロアはより低い RIN 値になります。

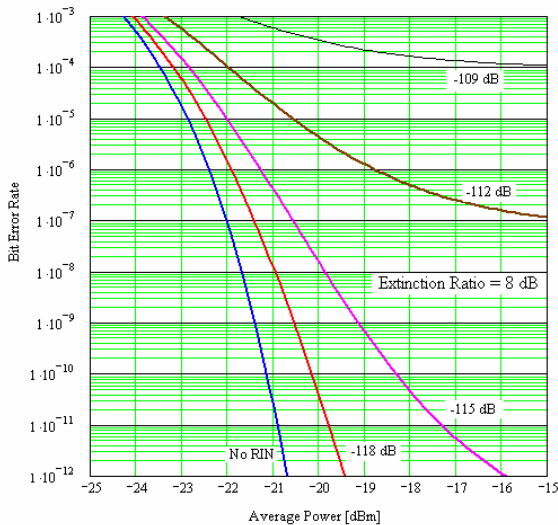


図4: 図2と同じレーザで低減消光比を用いた BER 曲線

最大変調以外のレベルで光源の動作を許容するため(ただし図4で付加される RIN の劣化が生じないようにするため)、ファイバチャネル規格と 10 ギガビットイーサネットでは、RIN(OMA)と特定されるトランスミッタ RIN については、より厳しい仕様を採用しました。

これには、レーザの平均 DC レベルではなく、同じ rms 変調振幅を使用して、トランスミッタ RIN 比を計算することが必要となります。RIN(OMA)は、次式から計算されます:

$$RIN_{12}(OMA) = 10 \times \log \left(\frac{P_n}{BW \times P_m} \right) \quad (4)$$

ここで:

RIN(OMA)は、光変調振幅を基準とした相対強度ノイズです(dB/Hz)。

P_n は、レーザ変調がオフ時の電氣的ノイズ電力です(ワット)。

P_m は、レーザ変調がオン時の電気ノイズ電力です(ワット)。

BW は、測定システムのノイズ帯域幅です(Hz)。

この式は、変調を低減することによってレーザの消光比を減少させようとするとき、 P_m の値が比例して減少し、RIN(OMA)の値がより高くなることを示しています。

3 RIN の測定

RIN を測定するためのセットアップを図5に示します。これには、被テストトランスミッタ、光スプリッタ、減衰器、偏光回転子、金めっきしたファイバ先端と光/電気コンバータ(O/E)、および測定機器が含まれています。光スプリッタは、測定機器を用いてレーザ出力を監視すると同時に、金めっきのファイバからレーザに戻る反射を、その量を制御しながら生成できるようにするものです。ファイバチャネルなどのさまざまなリンクの物理インタフェース規格では、前方に送信された光の一部が反射してレーザに戻ることを要求しています。これは、よりストレスの多い、ただしより現実的なリンク条件の下で、トランスミッタの RIN の特性を明確にできるようにするためです。反射はレーザ RIN 性能を顕著に低下させる可能性があります。光の一部が戻って光学部品を通過するとレーザダイ自体に再び結合されるおそれがあるからです。これは、実際に RIN のように見える不安定性を生じ、またレーザの有効ノイズ出力を増大させる可能性があります。光ファイバリンクには後方反射が存在する可能

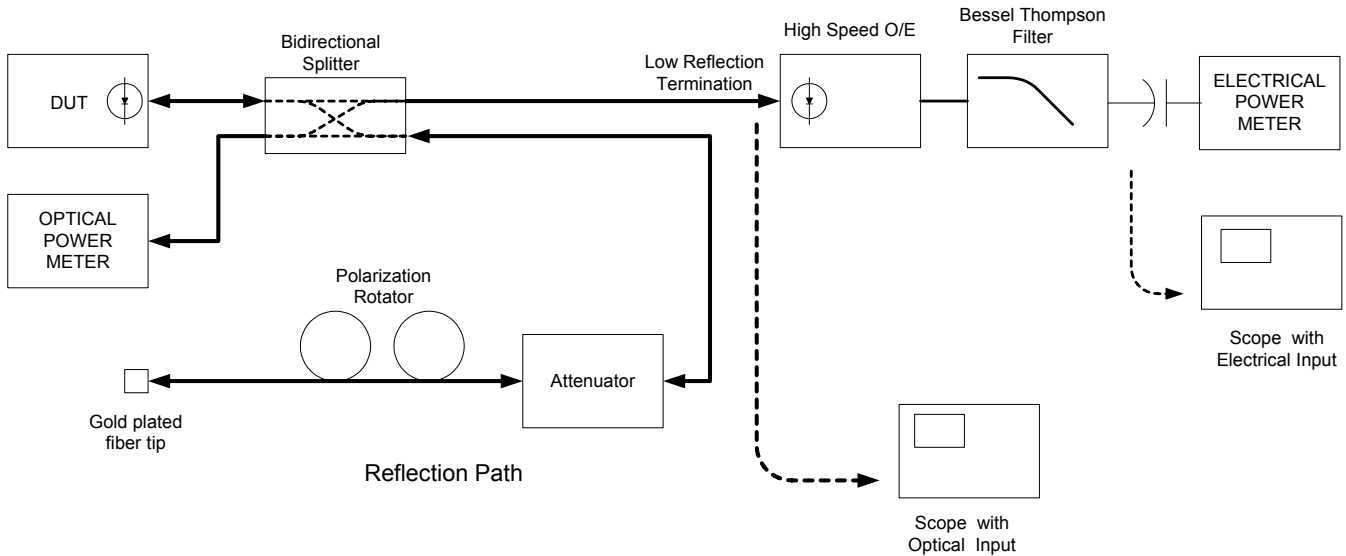


図 5: $RIN_{12}(OMA)$ を測定するためのセットアップ

性があります。規定された後方反射の標準値は、単一反射面について 12dB です。後方反射を含む RIN 仕様は、 $RIN_{12}(OMA)$ と呼ばれます。

光減衰器は、めっきされたファイバ端からの反射光の絶対レベルを制御し、12dB のレベルを確立するためのものです。光スプリッタの挿入損失は、12dB の後方反射を設定するときに計算に含まれます。偏光回転子を使用して(シングルモードのアプリケーション)、所定の後方反射パワーに対して最大量の RIN が生成されるように偏光を調整します。RIN は、以下に示す 3 つの方法のいずれかで測定します。

- 1) ローパスフィルタとパワーメータを備えた O/E コンバータ(周波数領域の手法)。
- 2) ローパスフィルタを備えた O/E コンバータと統計測定の可能なオシロスコープ(時間領域の手法)。
- 3) 統計測定の可能な、O/E プラグインとスコープメインフレームの組み合わせ(時間領域の手法)。

図 5 の左に示す光パワーメータを使用して後方反射を監視し、調整可能な減衰器を用いて正しいレベルを設定できるようにします。ローパス Bessel Thompson (BT) フィルタを使用して、所望のノイズ測

定帯域幅を確立します。これは、アプリケーションのビットレートに基づきます。フィルタは、最大ビットレートの 0.75 倍に等しい 3dB の帯域幅を選択する必要があります。電気パワーメータには、真の rms (実効値) が表示され、BT フィルタの rms を超える測定帯域幅が示されます。広帯域の電気パワーメータを用いて $RIN(OMA)$ を測定する周波数領域の手法(1)は、変調のない状態でレーザノイズを測定するためには送信データをディセーブルにする必要があるという短所があります。これは不可能です。特定の光モジュールでは、AC 結合のトランスミッタの電気入力からデータを削除すると、不確定の光出力になる可能性があるからです。このような状況では、代替の(時間領域)手法(2)または(3)を使用することができます。時間領域の測定には、レーザの実際の動作条件にて、データシーケンス内のさまざまなポイントで RIN レベルを観察することができるという長所もあります。大部分の通信アナライザで利用可能なソフトウェアを使用して、RIN ノイズ統計データを調べることも可能です。

図 6 は、オシロスコープの電気入力に接続した外付けの O/E を使用して得られた時間領域の波形を示しています。この例では、長波長のマルチモードレーザをマキシムのレーザドライバに接続し、1.25Gbps の K28.5 テストパターンを利用しています。

この図では、反射は誘発されていません。データパターンは、比較的ノイズがないように思われます。ファイバチャネル規格は、このテストについて K28.7 パターンを推奨していますが、特定の条件では K28.5 を使用してもかまいません。K28.5 アイドルテストパターンの詳細は、参考文献⁴で確認することができます。

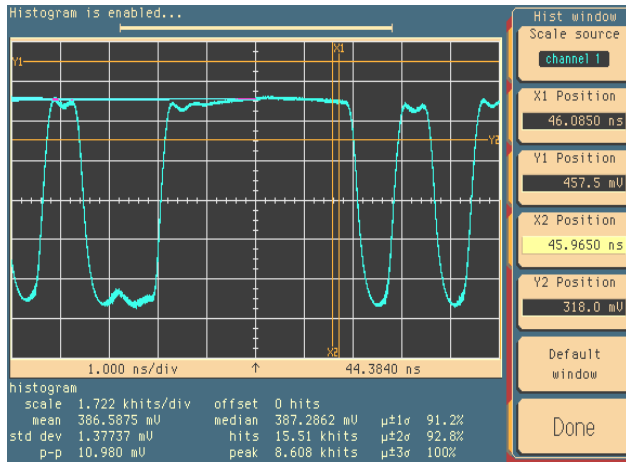


図 6. 後方反射が存在しない送信波形

図 7 は、後方反射がある場合の、図 6 と同じテストパターンを示しています。後方反射がない場合に比べて、光信号上により多量のノイズが存在します。ノイズが、

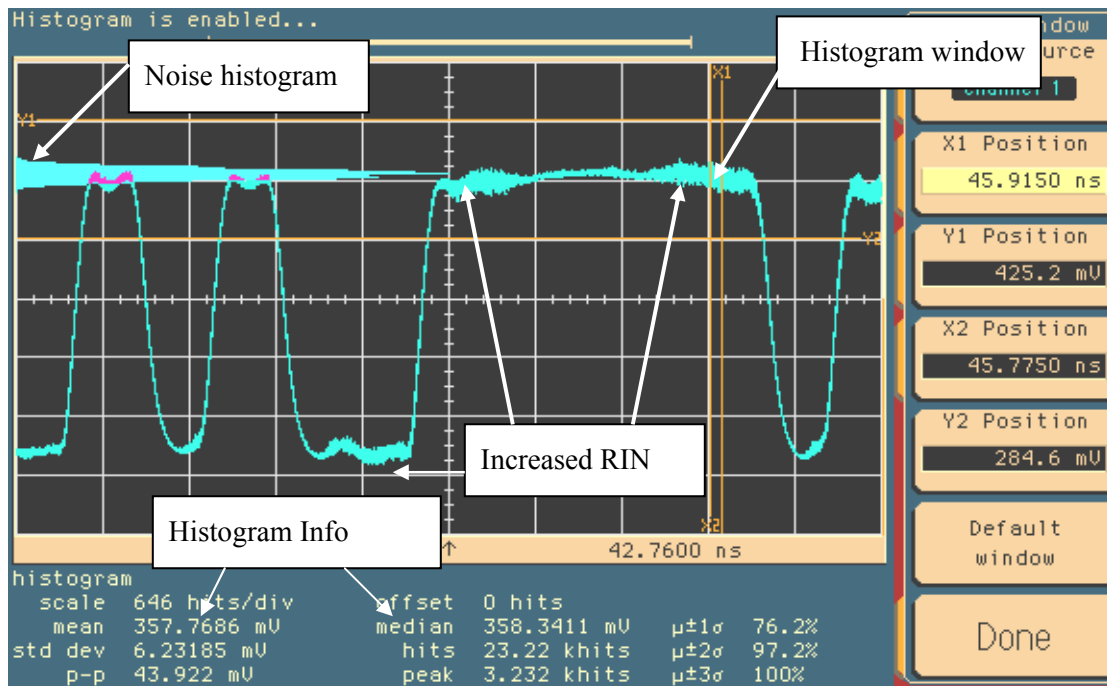


図 7. 後方反射が存在する場合の送信波形。トランスミッタは、一定の DC 光レベルではなくパターンで駆動されるため、ノイズレベルも当然パターンとして現れます。

シーケンス内の特定のポイントでのみ現れることも興味深い点です。これは、「トランスミッタ源～反射表面～トランスミッタ源」の往復の時間遅延によって生じます。レーザがオフすなわちロー状態にあるとき、反射されてレーザに戻ってくるエネルギーはほとんどありません。レーザをオンにすると、光パルスは反射表面まで伝搬され、ある任意の時点で元に戻ります。これが定期的なノイズパターンとなって、光信号の上に重畳されます。

狭いヒストグラムウィンドウ内で見られる rms ノイズレベルは、図 7 に示されたデータ(標準偏差)から確認することが可能で、6.23mV rms になります。狭いヒストグラムウィンドウが時間領域で必要となるのは、通常のパターンリップルも rms ノイズ測定に含まれることのないようにするためです。ヒストグラムは、ノイズレベルの上昇が見られるデータストリーム内の位置に配置されます。記録されたランダムノイズのごく一部は、O/E とスコープの内部で生成されたものであるため、6.23mV から差し引く必要があります。光がない状態で O/E とスコープ上で実施した個別のノイズ測定は、0.35mV rms の値となりました。rms の量は二乗の合計の平方根として追加されるので、次のようになります：

$$V_n = \sqrt{V_t^2 - V_r^2} \quad (5)$$

ここで、 V_n = 光源に起因するノイズ電圧

V_t = 測定されるノイズ合計

V_r = O/E とスコープのノイズ電圧

V_r は非常に小さいため、 V_n の値は、この例では実質的に V_t となります。

次に、OMA の rms 値を決定する必要があります。これは、ヒストグラムウィンドウを広げて完全パターンの繰り返しを多数含めることによって、オシロスコープの統計データから導出することができます。上記の波形における rms 値は、約 142mV です(ファイバチャネル規格⁴にしたがって小さな修正係数が必要となる場合があります)。ワット単位で表した等価の変調電力を以下に示します：

$$P_m = \frac{V_m^2}{50} \quad (6)$$

$V_m = 142\text{mV}$ を代入すると、結果は次のようになります。

$$P_m = 403\mu \text{ ワット}$$

ノイズ電力も、同じ式(6)を用いて、6.23mV rms の V_n を使用することによって計算されます。

$$P_n = 776\text{n} \text{ ワット}$$

次に、式(4)から RIN を計算することができます。この測定で使用する O/E のノイズ帯域幅は 1.8GHz であり、最大 2.5Gbps のこの特定のレーザサンプルを問題なく使用することができます。4.2Gbps のアプリケーション用としてこのサンプルを使用するには、より広いノイズ測定帯域幅が必要となります。

$$\text{RIN}_{12}(\text{OMA}) = 10 \times \log \left(\frac{776 \times 10^{-9}}{403 \times 10^{-6} \times 1.8 \times 10^9} \right)$$

$$= -119.7 \text{ dB/Hz}$$

この数値を適切に考慮すると、2Gbps のファイバチャネル仕様では、-117dB/Hz 以下の最大 RIN が必要ということになります。この測定サンプルのマージンは、3dB に近い値となります。

4 結論

RIN に起因するパワーペナルティは、RIN スペクトル密度、リンク帯域幅、およびリンクの動作 BER (Q) の関数となります。RIN 誘発ノイズは、レシーバではなくトランスミッタ内で生成されます。レシーバ側で光パワーレベルを増加させると、レシーバの熱雑音に対する RIN(トランスミッタノイズ)の相対的な寄与分が増えることとなります。この比率が増加すると、レシーバでの「信号対ノイズ」比の向上が制限されるようになり、この影響に打ち勝つためにより多くの電力が必要となります。RIN レベルがある程度以上に大きくなると、BER が所望の目標を下回るような受信光パワーを得ることが不可能となります。この事態が生じないようにするため、光の規格では、リンクアプリケーションで許容される RIN の最大量を規定しています。

References:

¹ David C Cunningham, William G Lane, Gigabit Ethernet Networking, Macmillan Technical Publishing, Indianapolis, 1999, pp. 301-336

² Govind P Agrawal, Fiber Optic Communication Systems, Second Edition, 1997, pp 170-172.

³ Maxim Integrated Products Application Note HFAN-9.0.2: Optical SNR and the Q factor; Feb 2002, <http://japan.maxim-ic.com/AN985>

⁴ Fibre Channel Physical Interfaces FC PI-2 rev 4.1; American National Standard for Information Technology, March 24, 2004, pp. 83-87.