

Application Note:

## HFAN-04.5.3

Rev.1; 04/08

---

---

# 4Gbps 850nm FC レシーバを テストするためのストレス源

---

---



# 4Gbps 850nm FC レシーバをテストするためのストレス源

## 1 概要

いずれの光ファイバ伝送リンクであってもエラーフリー動作(マージン込み)を確保するためには、リンクの個々の部品が最重要な性能パラメータを満たすことが必要です。多くの異なるベンダがさまざまな部品をリンクに供給していることを想定すると、すべての部品が最悪ケースの条件下でも相互に運用できることが重要です。リンクのデータレートが上昇を続ける一方で、ギガビット当たりの要求コストは下降しているため、この要件はますます重要となります。

ファイバチャネル標準(中でもギガビットイーサネットなど)では、各種ベンダの部品が相互に運用できるよう、また最悪ケースの条件でリンクのマージンを設けることができるように仕様とテスト方法を定めています。リンク内の各部品(SERDES、トランスミッタ、ファイバ、レシーバ、PWB など)についてジッタ仕様が割り当てられています。レシーバのテストにおいてよく見逃される重要なパラメータは、ストレスレシーバの感度です。ストレステストを用いて、予測される最悪ケースのアイクロージャ条件下(符号間干渉または ISI と呼ばれる)でのレシーバ性能を評価します。著者が確認したレシーバの例では、ストレスのない(本来備わっている)感度の性能は満足できるものと思われませんが、ストレステストを実行すると、レシーバの性能は許容範囲から外れてしまいます。ストレステスト(時間領域の BER 測定)は、レシーバの小さな信号幅だけを測定する方法よりもはるかに役立つものです。

何年にもわたる標準委員会での広範囲のリンクモデル化作業によって、ISI および必要なテスト電源に対する仕様が策定されました。

これらの値は、本質的に、データレート、ソースエッジの速度、ファイバ特性、およびリンクの動作波長の関数となります。4Gbps FC 内の最大 ISI が、850nm 62 $\mu$ m (ミクロン)のファイバリンク(2.14dB)に対して指定されています。このアプリケーションノートでは、マキシムの MAX3748 評価ボード、バイアス T、Bessel Thompson (BT)フィルタ、および 4Gbps 850nm VCSEL を使用してストレステスト源を生成することに焦点を当てています。

## 2 ストレスダイの要件

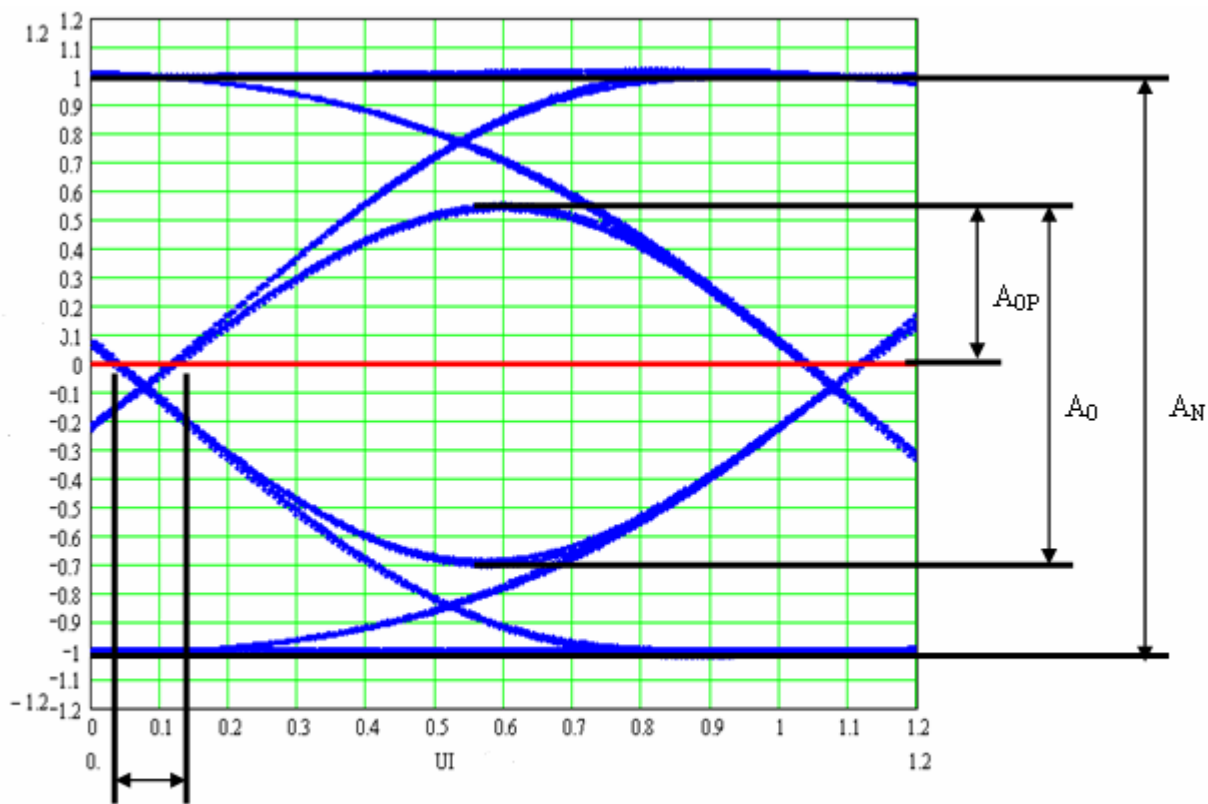
ストレスダイは、ジッタと ISI の両成分から構成されます。アイクロージャ要件は、以下の表 1 に一覧で示しています。これはファイバチャネル仕様から抜き出したものです。[1]

表 1 で規定している確定的ジッタ(DJ)が、デューティサイクル歪み(DCD)によって生じる DJ として理想的なものです。この形態の DJ は、垂直アイクロージャ内で非対称が発生するため、リンクに対する要求が最も厳しいものと考えられ、システムの帯域幅を実質的に減少させます。DCD を発生させる可能性のあるリンク内の要素の 1 つに、レーザのターンオン遅延があります。これによって、オン時間が短くなったり、オフ時間が長くなったりします。

ここで、62 ミクロンファイバ用に最悪ケースのクロージャを持つ 4.25Gbps のストレスダイを作成することに焦点を当ててみます。テスト対象のユニットがこの条件下で優れた性能を発揮すれば、50 ミクロンファイバにおいても優れた働きを見せるはずですが、図 1 は、ISI、および DCD によって生じる約 0.085UI (20 ピコ秒)の DJ を含んだ「理想的な」ストレスダイを示しています。

表 1: マルチモードストレスダイに対するファイバチャネルのジッタ要件の一覧

マルチモードファイバのタイプ	ストレスダイに対する垂直アイクロージャ(dB) / DJ (psec)		
	100-M5 (1.06Gbps)	200-M5 (2.125Gbps)	400-M5 (4.25Gbps)
50 micron	0.96 / 80	1.26 / 40	1.67 / 20
62.5 micron	2.18 / 80	2.03 / 40	2.14 / 20



~0.085 UI DCD

図 1 シミュレーションによる、ISI と DCD DJ の両方を含んだ「理想的な」ストレスダイ(横軸は単位間隔(UI))。ロジック1 ( $A_{OP}$ )に対する ISI (クロージャ)は、DCD DJ のためロジック0 よりも著しく大きくなります。

標準<sub>[1]</sub>で規定されたアイクロージャは、以下のとおりです。

垂直アイクロージャペナルティ(dB)

$$= -10 \times \log(A_0/A_N) \sim 2.1 \text{ dB} \quad (1)$$

$A_0$ と $A_N$ は図1で定義されています。

実際の部品を使用して4.2Gbpsで上記のアイを構成することは、どう見積もっても困難なことです。DCDを生成するには、非線形要素(ポストアンプのオフセットなど)が必要です。さらに、純粋なDCDを生成しつつ、いずれのパターンジッタも付加しないということは不可能と思われる。上記のアイの主要な特性は、垂直オープニング(垂直開口)がゼロ平均値を基準として非対称であるということです。DCDを含んだ実効アイクロージャは、次のようになります。

実効垂直クロージャ[dB]

$$= -10 \times \log(2 \times A_{OP}/A_N) = 2.6 \text{ dB} \quad (2)$$

ビットエラーレートは、平均値またはスライススレッショルドの最も近くを通過するクロージャによって左右されます。

図1の例では、このクロージャはロジック1のレベル上にあります。主となる要件は、DJの成分(おそらくパターンDJ)を備え、ただし1レベルか0レベルまたはその両方に対する平均値を基準とした2.6dBの実効垂直クロージャを含んだアイを生成することです。

図2は、シミュレーションによって得られたアイで、DCDはほとんど存在せず、ただし約0.09UIのパターンジッタが存在します。DCDが存在するときと同じ最悪ケースのクロージャ(2.6dB)を得るためには、波形の立上り時間と立下り時間を若干遅くし、余分なクロージャをアイに追加する必要があります。

実効垂直クロージャ(図2)

$$= -10 \times \log(2 \times 0.55/2) = 2.6 \text{ dB} \quad (3)$$

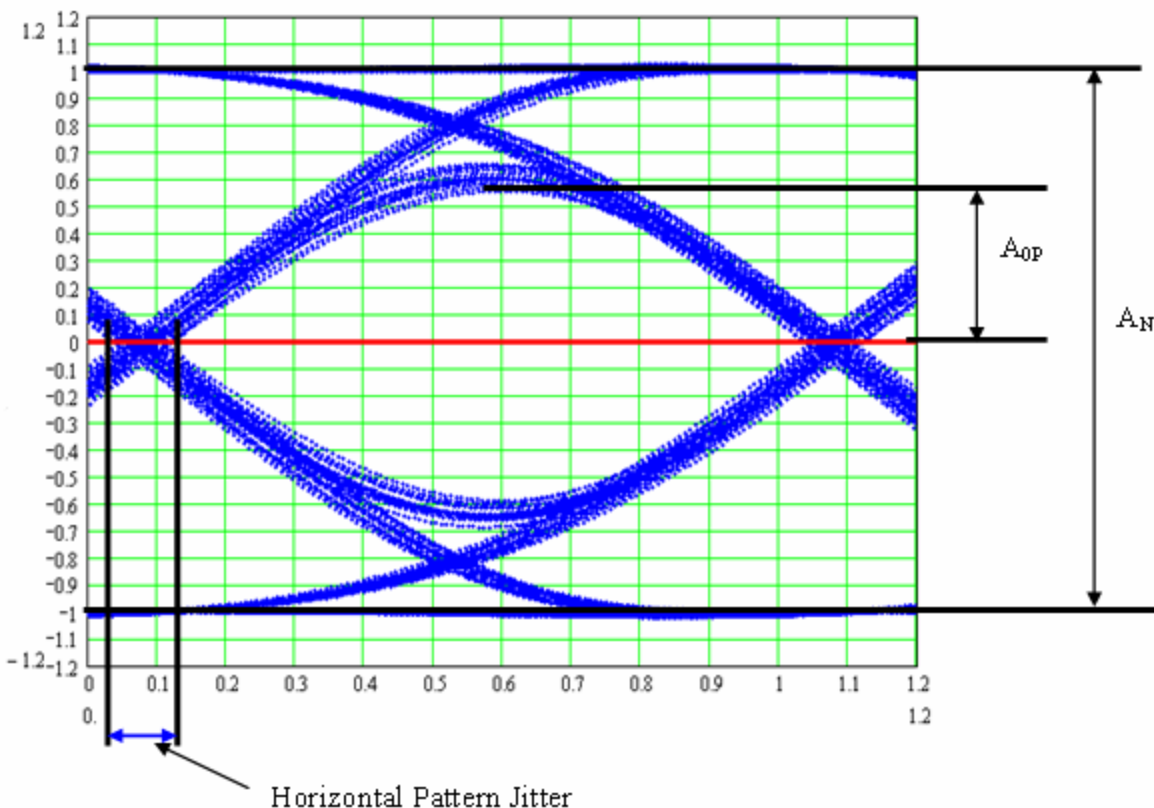


図2 シミュレーションによる、約2.6dBのISIを備えた「近似」ストレスアイ。この例では、DCD DJはほとんど存在しません。ロジック1のISI(クロージャ)は、ロジック0よりもほんの少しだけ大きくなります。

### 3 ストレスダイの生成

図 3 は、ストレスダイの動作を生成してテストするための装置を示しています。これは、ファイバチャネル標準に含まれる同様のブロック図に基づいたものです。

ストレスダイを生成するための主な構成要素を以下に示します。

- 1) ローパスフィルタ
- 2) リミティングアンプ
- 3) 4次 BT フィルタ
- 4) バイアスネットワーク
- 5) コネクタ付き VCSEL レーザ

1 番目のローパスフィルタは、パターン DJ を生成するために使用します。これは、リミティングアンプの 0 交差においてパターンジッタが生じるようにデータのエッジレートを十分に遅くすることによって達成できます。フィルタとしては、1 本の同軸ケーブル長または集中素子フィルタのいずれかが考えられます。リミティングアンプ入力の両端に単純なコンデンサを追加することによっても必要な DJ を生成することができます。後で示す例では、追加のフィルタリングが不要なテストシステム(パターン発生器、

ポストアンプ、およびレーザ)において、4.2Gbps で十分な残留 DJ を示しています。

2 番目のリミティングアンプを使用して、1 番目のフィルタによって生成された ISI をすべて取り除き、DJ を維持します。1 番目のフィルタが不要な場合は、リミティングアンプも省くことが可能ですが、これはパターン発生器の出力レベルの変動が許されていない場合に限られます。MAX3748 リミティングアンプはシングルエンド入力駆動でき、未使用の入力は 50Ω で終端します。

リミティングアンプに続くのが、Bessel Thompson リニア位相フィルタです。これは、必要な量の ISI を付加するための部品です。フィルタの帯域幅は、必要な ISI の量と、ポストアンプの固有速度、バイアス T、およびレーザそのものによって決まります。これらのフィルタは値が固定されているため、所望の ISI を得るにはいくつかの異なるモデルを調達することが必要となる場合があります。帯域幅のマージンがより大きいフィルタを選択して、0.5pF のコンデンサを並列に追加することによって、若干のトリミングが可能です(集中素子をフィルタの外部に追加すると、位相応答に影響し、オーバーシュートや歪みを発生させることができます)。

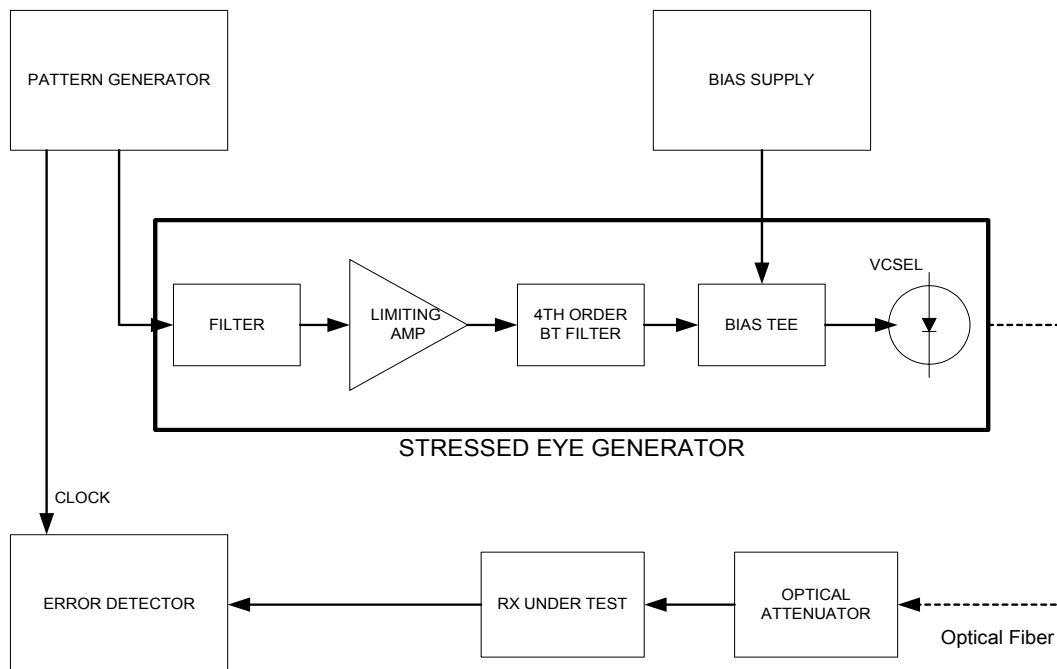


図 3 ストレスダイのテスト構成を示すブロック図

広帯域のバイアス T によって、外部ソースからバイアス電流を挿入することが可能となります。これは、電流ソースでも、あるいは直列抵抗を付加した単なる電圧ソースでもかまいません。

VCSEL は、電氣的なストレスダイを光學的なアイに変換します。高速 VCSEL を推奨しますが、これを用いない場合、電氣的なストレスダイの変更を開始するときに、波形のさらなる調整が必要となります。VCSEL のリードはできるだけ短くトリミングし、PWB 用端面型コネクタにはんだ付けします。

図 4 は、ストレスダイの生成に使用する主要部品の写真を示しています。

左から右の順に、リミティングアンプ、4 次 BT フィルタ、バイアス T、および VCSEL です。システムには十分な残留 DJ があるため、ポストアンプの入力にフィルタやコンデンサを追加する必要はありません。

表 2 は、ストレスダイの生成に使用する部品の一覧を示しています。

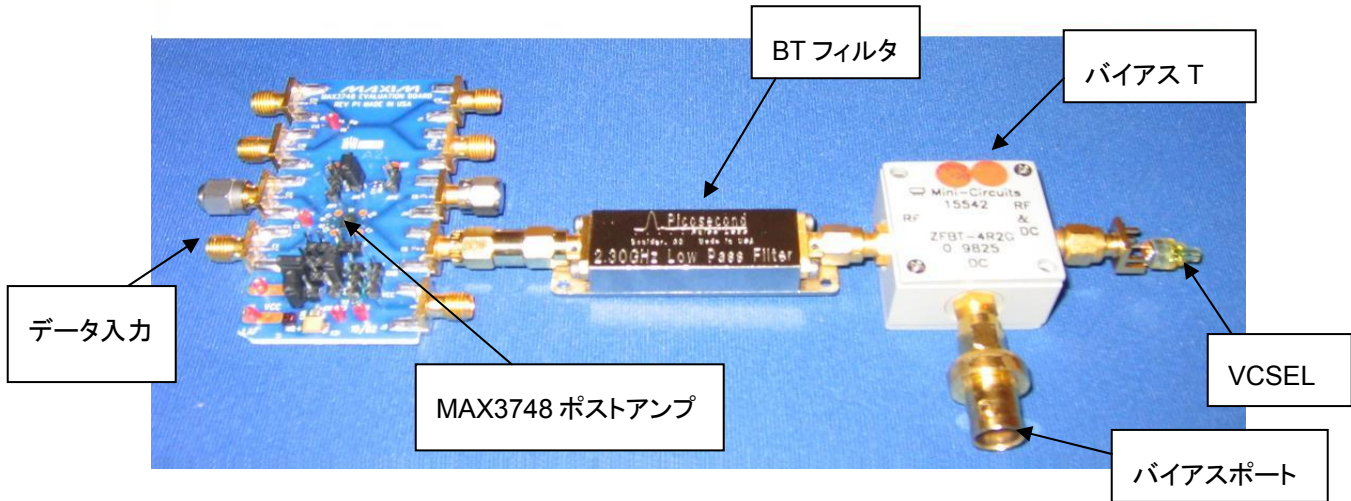


図 4 ストレスダイの部品を示す写真

表 2 : ストレスダイ発生器の使用部品

項目	説明
1 次 DJ フィルタ	このデモでは不要。ただし、必要に応じて、小さなコンデンサ(6dB パッド付き)を使用して追加の DJ を生成することができます(たとえば 0.5pF)。
リミティングアンプ	MAX3748EVKIT。MAX3748 ポストアンプ用のマキシム評価キット
BT フィルタ	Picosecond Pulse labs 社製 2.3GHz BT フィルタ
バイアス T	Mini Circuits 社製 ZFBT-4R2 シリーズ
4Gbps またはそれ以上の VCSEL	Picolight 社製 PL-SLC-00-SG0-C0 Advanced Optical Components 社製 : HFE-4192-581
VCSEL コネクタ	端面型 SMA コネクタ(Johnson) 142-0701-801



図 5 は、高速の光/電気コンバータ(O/E)で測定される実際の近似ストレスアイを示しています。O/E とスコープの推定 BW は、約 8GHz です。光リンクのストレステストには、CRPAT として知られるファイバチャネル 3360 ビットテストパターンをお勧めします。図 5 のストレスアイは、テストシーケンスですべてのビットをスキャンした結果です。最大のアイクロージャは、ロジック 1 側で発生し、所望のクロージャに近い約 2.5dB です。クロージャは正確である必要はありません。完全なリニアシステムでは、アイオープニングの誤差は、ストレス感度の仕様を調整することによって簡単に補正可能です。ただし、RX ストレス感度は、ISI が増えるにつれて、非線形となる可能性があります。これは、レーザ内のベースラインワンダやトランスミッタ内の相対強度ノイズ(RIN)などの作用が原因で発生します。

レーザは、約 6dB という低消光比(ER)で設定されています。MAX3748 からの駆動レベルは、ジャンパ JU8 を接続するか、取り外すかによって 2 つのレベルのうちの 1 つに設定することができます(0.2V p-p の場合はジャンパを取り外し、0.4V p-p の場合は取り付ける)。レーザのバイアス電流(および ER)を調整すると、最適なアイを得ることができます。

いくつかのノイズが、特にアイのロジック 1 の部分で見られます。これはおそらく、3360 ビットをスキャンする際にスコープのディスプレイ上に開始されて蓄積される RIN です。RIN は、レーザではなくトランスミッタに関連するノイズ源です。ただし、アイクロージャが増えるにつれて、トランスミッタ側の RIN がレーザのストレス感度の性能に非線形に影響します。トランスミッタの RIN によって生ずる非線形の影響を抑止するための一般的な経験則は、最悪ケースのアイクロージャ(TX + RX + ファイバ)を 3dB 以下に維持することです。

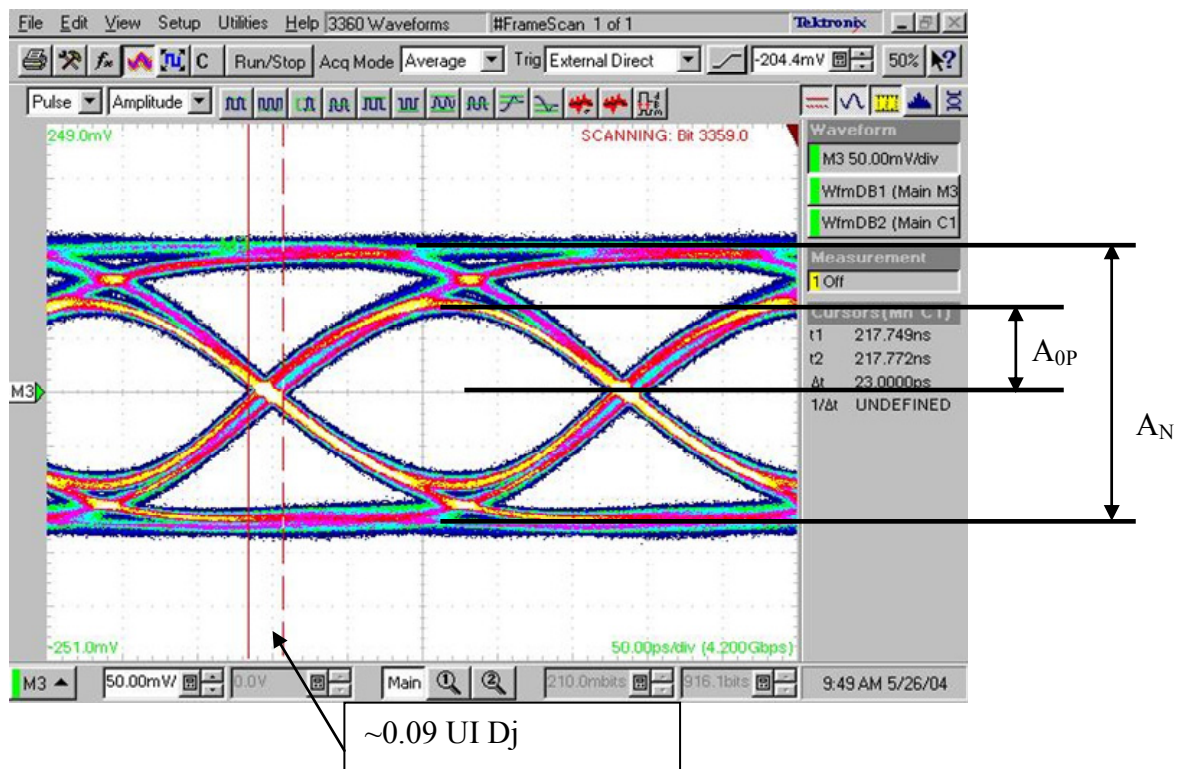


図 5 広帯域 O/E で測定したストレスアイ。クロージャは約 2.5dB です。

## 4 ストレステストの実行

ストレスダイの構成が完了すれば、図 3 に示すセットアップを用いて、実際のストレス感度の測定を実行することができます。この例でテスト対象のレシーバ(RX)は、マキシム TIA を含む ROSA とそれに続くマキシム高速ポストアンプで構成されています。ストレステストは、ROSA とポストアンプを組み合わせた影響を評価します。

図 6 は、ポストアンプなしで ROSA から得られるストレスダイ出力を示しています(差動による測定)。推定アイクロージャは、ストレス源で測定した 2.5dB から約 3dB に増加します。8GHz 以上の基準レシーバと比較すると、TIA には帯域リミティング特性があるため、アイクロージャがいくらか増大するものと予想されます。また、ストレス源について測定したものと比べて、DJ 内に特に大きな増大は見られません。

図 7 は、CRPAT テストパターンを用いて 4.2Gbps で得られた 2 つの BER 曲線を示しています。左端の曲線は、

850nm の高速の非ストレス源を使用して得られたものです。右端の曲線は、ストレスダイ発生器と図 3 のセットアップを用いて得られたものです。横軸は、光変調振幅 (OMA)を dBm 単位で表しています。 $10^{-12}$  のビットエラーレート(BER)まで外挿すると、ストレスペナルティは 3.5 ~4dB の間となります。2 つの曲線間の水平分離は、電力の増加とともに若干増大します。これは、上述の RIN として知られるトランスミッタの特性の結果か、あるいはテスト対象のレシーバが実際に動作する結果と考えられます。推定のストレス感度と仕様の間にはかなりのマージンがあります。ただし、アイクロージャ(3dB)は、RIN とモード区画ノイズによって生じる非線形作用を制限するための提案レベルのマージンです。合格レベルのマージンは、62 $\mu$ m の仕様を基準とした場合、約 6dB です。FC ジッタの要件を満たすためには、少なくとも 5dB のマージンをお勧めします。この例でテストした RX は、これらの要件の両方を満たしています。

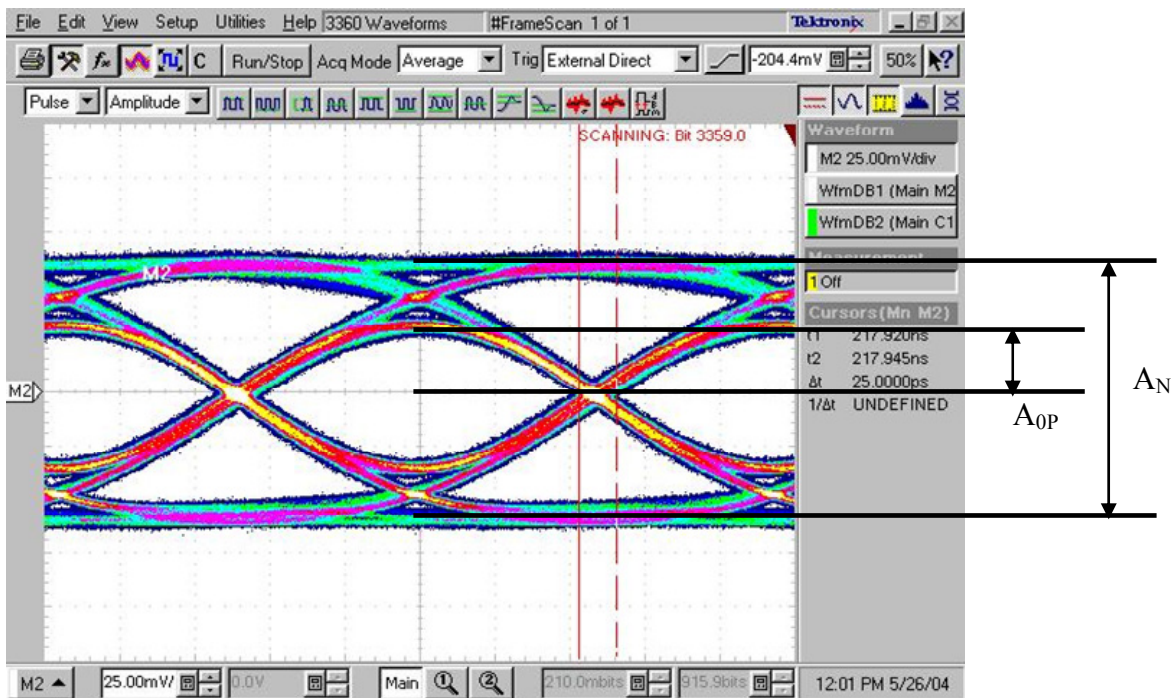


図 6 ROSA の差動出力のストレスダイ



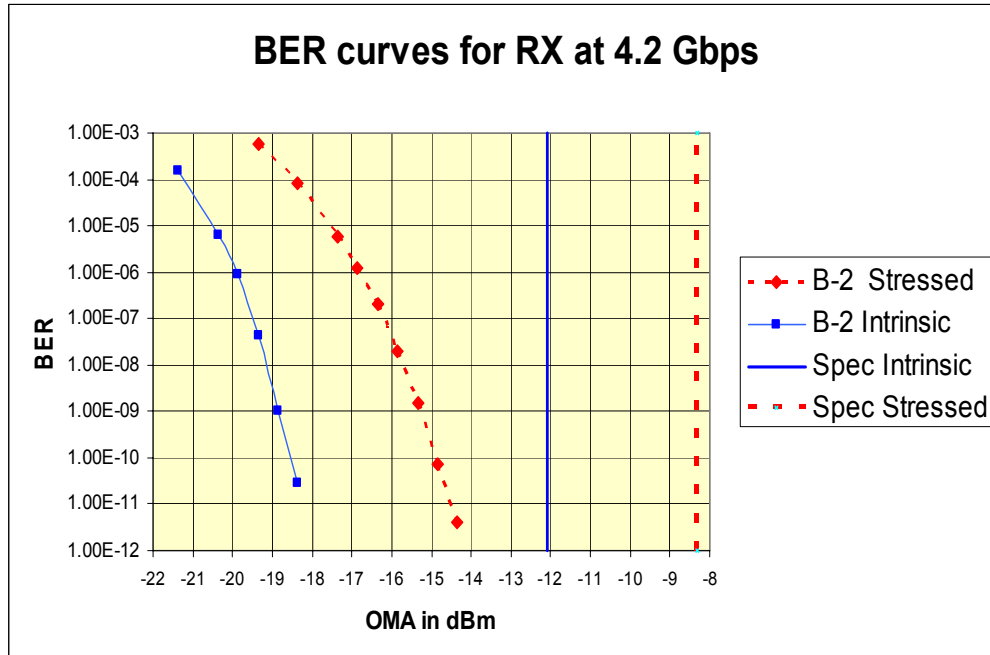


図 7 テスト対象のRX についての、固有 BER 曲線とストレスド BER 曲線。62 $\mu$ m ファイバの例についても仕様を示しています。

**参考資料:**

[1] Fibre Channel Physical Interfaces FC PI-2 rev 4.1; American National Standard for Information Technology, March 24, 2004, pp.33-53.

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