

# 400GbE に向けたマルチチャネル高精度 TDECQ 測定

横山 裕樹 Yuki Yokoyama, 村上 崇 Takashi Murakami, 岸田 桂輔 Keisuke Kishida, 吉野 創 Hajime Yoshino

## [要 旨]

クラウドコンピューティングサービスの普及により、より高速で大容量の通信を実現させる 400GbE 光トランシーバの需要が急速に高まっている。PAM4(4 Pulse Amplitude Modulation)方式を採用する 400GbE 光トランシーバは TDECQ(Transmitter Dispersion and Eye Closure Quaternary)と呼ばれる指標で通信品質を評価する。IEEE 802.3bs では CRU(Clock Recovery Unit)を使用した TDECQ の測定方法が規定されており、今回そこで必要となる性能を持つ CRU を開発した。評価の結果、入力パワーに依存しない特性を得るとともに TDECQ への影響を CRU がないときと遜色のない 0.08 dB 以下に抑え、高精度な測定を実現した。

## 1 まえがき

クラウドコンピューティングサービスの普及に伴う情報量の増大により、データセンタで使用されているサーバやネットワーク機器の伝送容量を増やすことが急務となっている<sup>1)~3)</sup>。データセンタではサーバやネットワーク機器の光インターフェース化が進んでおり、光トランシーバの需要が急増している。400GbE(53.125Gbaud × 4 レーン)用の QSFP-DD(Quad Small Form-Factor Pluggable Double Density)と呼ばれるフォームファクタを採用した光トランシーバの需要は 2020 年以降急増すると予測されている。一方で、高速大容量のネットワークを従来と同様の低コストで構築することも求められている。400GbE 光トランシーバの製造・開発には信号の波形品質を評価するサンプリングオシロスコープが必要となる。アンリツは 2017 年に光トランシーバの製造・開発用に 25 Gbit/s 4ch BERT(Bit Error Rate Tester)とサンプリングオシロスコープを 1 台に搭載した MP2110A BERTWave<sup>TM</sup>を開発した<sup>4)</sup>。その後も 2018 年に PAM4(4 Pulse Amplitude Modulation)信号解析、2019 年に 4ch のサンプリングオシロスコープを搭載できるオプションをそれぞれ商品化した。複数モジュールや多チャネルの同時測定などのソリューションを提供し、製造需要に対応してきた。しかし MP2110A に搭載されている CRU(Clock Recovery Unit)は測定可能なレートが最大 28.2Gbaud であり、53.125Gbaud(以下、本文では 53Gbaud と記述する)の信号を出力する 400GbE 用光トランシーバには対応できていなかった。CRU はデータ信号から同期クロックを再生する機能であり、400GbE 用光トランシーバの測定に必須となる。そこで筆者らは MP2110A に内蔵できる 53Gbaud に対応した CRU を開発した。従来はサンプリングオシロスコープと CRU を用いた 2 台の機器構成が必要だった。これにより 400GbE 光トランシーバの TDECQ(Transmitter Dispersion and Eye

Closure Quaternary)測定を 1 台で実現できるようにした。

本稿では 400GbE 光トランシーバの評価方法や評価手法について説明するとともに、CRU に求められる性能について示す。また、新規開発した高精度 CRU の評価結果について示す。

## 2 400GbE 光トランシーバの測定

### 2.1 測定方法

400GbE 光トランシーバの測定は IEEE 802.3bs<sup>5)</sup>において CRU を使用することが明記されている。このため、規格に沿った測定を行うためには CRU が必須となる。従来は製造用途においては送信源からクロックが供給されるため、CRU を使わない系で測定することが多い。図 1 に従来の方法による光トランシーバの測定系を示す。PAM4 PPG(Pulse Pattern Generator)から 26.5625Gbaud の 8 レーンの PAM4 信号を光トランシーバに入力し、光トランシーバ内でこれらの信号を MUX(Multiplexer)することで 53Gbaud の 4 レーンの光信号を出力する。測定は光信号をサンプリングオシロスコープに入力し、同期信号を PAM4 PPG から取得することで行う。

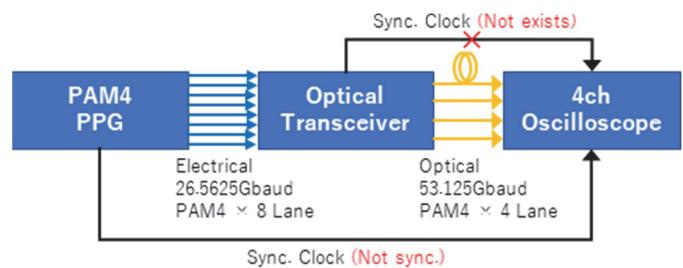


図 1 従来の方法で行う 400GbE 光トランシーバ測定の系

しかし、400GbE 光トランシーバは送信側と受信側の位相が同期しない。このため、送信側の PAM4 PPG の同期クロックをサンプリングオシロスコープのトリガ信号に使用できない。光トランシーバもトリガ信号の出力は用意されておらず同期クロックを出力できないいた

め、そのままでは波形を観測できない。このため、400GbE 光トランシーバにおいては製造用途においても CRU を用いて測定する必要に迫られている。製造用途においては前述のとおり、CRU を使わない系で測定していたため、400GbE 光トランシーバの製造においては CRU 分のコストが増加することとなる。CRU を用いた測定方法としては、1 つのレーンに対して 1 つの CRU を用意する、もしくは光スイッチを用いてレーンを切り替えて測定する方法が考えられる。理想的には自身のレーンから再生したクロックで測定することが望ましいが、4 レーンであれば 4 台の CRU を用意することとなり、設備投資のコストが大幅に増加する。後者は光スイッチ分のみの追加で設備投資のコストは抑えられるが、1 レーンごとに測定することになるため、測定時間がかかる。これらのやり方では大量のモジュールを生産する製造用途としてはタクタイムが増加するため高コストとなる。**図 2** に示すように、理想的にはすべてのレーンを同時に測定できれば測定時間を最小限に抑えることができる。

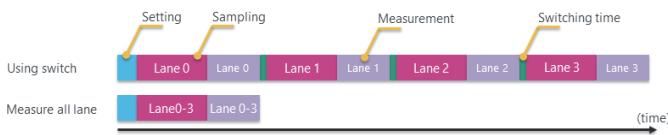


図 2 1 レーンごとの測定と全レーン同時測定にかかる時間の比較

**図 2** の理想系は、1 つの CRU で再生したクロックを用いて他のレーンを測定できれば実現できる。自身とは異なるレーンから再生したクロックを用いたときのレーン間の位相差は非常に小さく、TDECQ が 2.5 dB 程度の波形に対して 0.05 dB 未満となる。測定再現性に埋もれる程度の値であるため、製造の歩留まりへの影響は少ない。このため、400GbE 光トランシーバの製造用途においては 4ch オシロスコープに 1 つの CRU を組み合わせることが最適であると考えた。**図 3** に製造用途に最適だと考えられる系を示す。この構成を 1Box ソリューションで提供することで、複数台の計測器の制御が不要となり、測定精度を保ちつつ最小限のコストで TDECQ の測定を実現でき、製造に最適となる。光スイッチと組み合わせることで、1 レーンを 1 つの CRU で厳密に測定することも可能である。

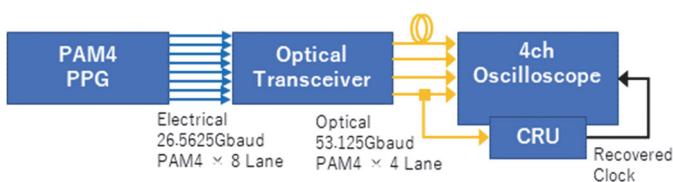


図 3 製造用途における理想的な系

## 2.2 評価指標

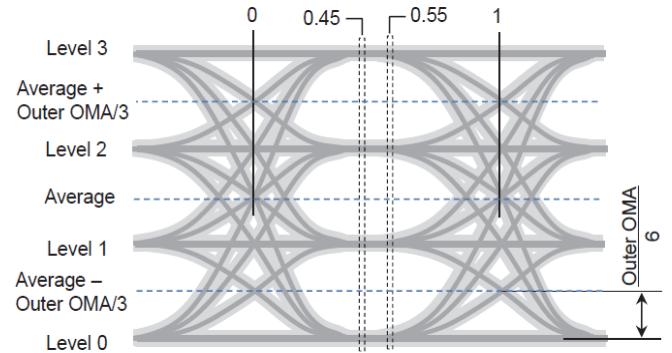


図 4 PAM4 波形と TDECQ

**図 4** に PAM4 波形と TDECQ の測定イメージを示す。400GbE 光トランシーバでは従来の NRZ(Non Return to Zero)ではなく PAM4 方式が採用されている。PAM は振幅変調により伝送容量を向上させる方式で、PAM4 は 4 値の電圧レベル(0,1,2,3)で信号を伝送する。NRZ では 2 値の電圧レベル(0,1)で信号を伝送するため、PAM4 は NRZ と比べると同じレートで 2 倍のデータを送信できる利点がある。変調方式に PAM4 が採用されたことで、評価指標が変更になっている。NRZ における評価指標は主にアイマスクマージンであったが、PAM4 では TDECQ が用いられる。400GbE 光トランシーバの性能評価も同様である。TDECQ は PAM4 信号のアイ開口に対する測定値となり、下記の式(1)で計算する。

$$TDECQ(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{Outer OMA}{6} \times \frac{1}{Q_t R} \right) \cdots (1)$$

Qt: IEEE 802.3cd<sup>6</sup> で規定された SER (Symbol Error Rate)

4.8 × 10<sup>-4</sup> では Q<sub>t</sub> = 3.414

R: SER = 4.8 × 10<sup>-4</sup> にするために必要な付加雑音

この式のとおり、TDECQ はノイズの測定であり、信号に対して目標となる SER に達するまでにどれだけのノイズを付加できるのかを見るための指標といえる。

TDECQ の測定では波形に対してイコライザによる信号処理が必須となる。パターンの特定の位置を検出する必要があることから、オシロスコープは 1 周期分の完全なパターンが得られるよう逐次的にサンプリングする必要がある。このため、従来使われていた PRBS31(Pseudo Random Binary Sequence)のような周期の長いパターンの使用が困難である。そこでなるべく短い周期のパターンで連続する同値の電圧レベルを表現し、大きな負荷を模擬するため、TDECQ の測定には SSPRQ(Short Stress Pattern Random Quaternary)が用いられている。SSPRQ では PRBS31 の一部を取りつなぎ合わせることで偏った電圧レベルの分布を持つ。IEEE 802.3bs において TDECQ の測定に SSPRQ を使用

することが規定されている。

TDECQ の測定結果はジッタ、ノイズ、波形などにより大きく変化する。このうち、ノイズについては式(1)の  $R$  の計算時にキャンセルされるため、原理的には TDECQ に影響ないこととなる。よって、ジッタと波形が TDECQ の測定における誤差の主要な要因となる。TDECQ を正確に測定するためには、これらの要素を把握し測定することが求められる。

### 3 CRU に求められる性能

TDECQ を正確に測定するためには、使用する CRU の性能も大きく関与する。CRU の性能として求められるのは再生クロックの Additive Jitter が少ないと、入力パワー依存性が小さいことである。それぞれの要求性能について以下に順に示す。

#### 3.1 再生クロックの Additive Jitter

図 5 に 53Gbaud の SSPRQ の波形における開発初期の CRU の再生クロックの Additive Jitter と TDECQ の関係を示す。縦軸は Additive Jitter を付加しない状態を基準とした TDECQ の劣化量を dB で表す。Additive Jitter が 0.2 psrms 以下では TDECQ の悪化は 0.1 dB 以下となり影響が少ない。しかし、0.3 psrms 付近から徐々に TDECQ を悪化させ始め、0.5 psrms を超えた辺りで 0.5 dB の悪化となる。これは 53Gbaud の SSPRQにおいて、波形の位相方向に対するマージンが少なく、ジッタがアイ開口に侵食してくるためだと考えられる。このため、高レートの波形においては僅かな Additive Jitter の増加であっても TDECQ に影響すると考えられる。この結果から、TDECQ の劣化量を 0.1 dB 以下に抑えるためには CRU の再生クロックの Additive Jitter は 0.2 psrms 以下となることが望ましいと考えられる。

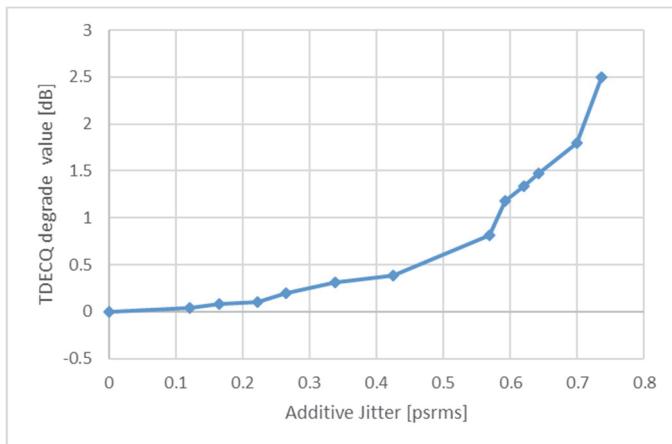


図 5 CRU 再生クロックの Additive Jitter と TDECQ の関係

#### 3.2 入力パワー依存性

CRU への入力パワー依存性も CRU の性能を決める重要な要素である。光トランシーバは +1 dBm を超えるような強いパワーが出力されることがある。また、TDECQ を測定する際には長距離伝送となるため、ファイバの損失により CRU への入力パワーは大きく減少する。光トランシーバから +1 dBm 程度の出力があったとしても、20 km の伝送を行えば -8 dB 程度の信号のロスがあり、実際に CRU に入力される信号は -7 dBm 程度となる。これらのことから、TDECQ をより正確に測定するためには、CRU への入力パワーの大小によらず、安定した性能で測定できることが求められる。開発初期の CRU を用いたときの、入力パワーと TDECQ の実測例を図 6 に示す。CRU への入力パワーが下がると TDECQ が悪化する様子がわかる。悪化の要因はパワーの低下により、CRU の再生クロックを生成する精度が悪化し、Additive Jitter が増加するためである。図 7 に 53Gbaud の SSPRQ の波形を開発初期の CRU で再生したときの再生クロックのジッタを示す。入力パワーの低下に伴いジッタが増加していることがわかる。

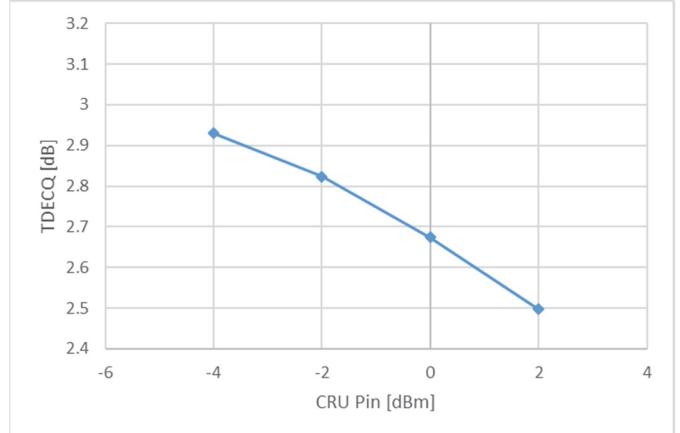


図 6 CRU への入力パワーと TDECQ の関係

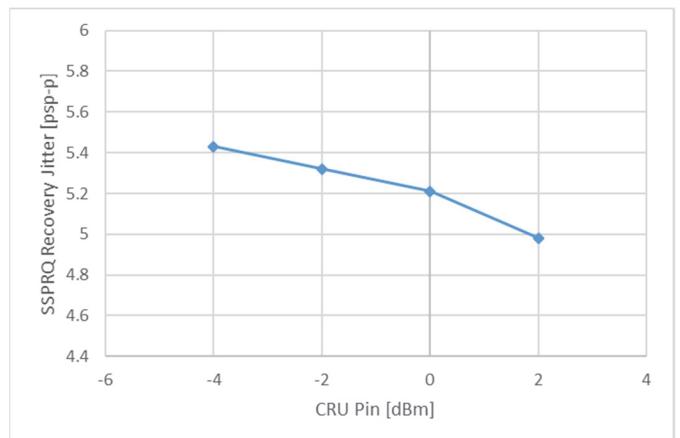


図 7 CRU への入力パワーと再生クロックのジッタの関係

## 4 高精度 CRU 開発

3章において課題となっていた再生クロックの Additive Jitter や入力パワー依存性を改善するために、新たな CRU を開発した。図 8 に開発した CRU 全体のブロック図を示す。CRU に入力された光信号は初段の Coupler で分岐する。分岐した光信号は次段の O/E により電気信号に変換される。その後、Limiting Amp により増幅された信号が CRU に入力されてクロックを再生する。

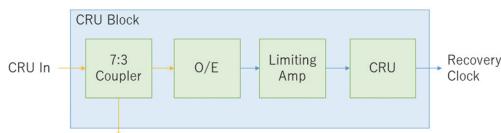


図 8 CRU 全体のブロック図

図 9 は CRU 単体部分の詳細ブロック図で PLL 回路で構成される。以降に CRU 開発における課題とその対策について記載する。

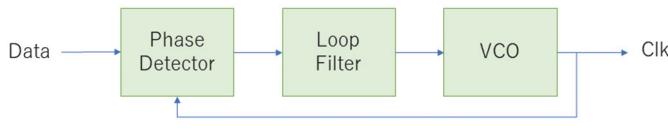


図 9 CRU 単体部分のブロック図

### 4.1 DC 結合による SSPRQ 対策

SSPRQ はその独特的なパターンから低域の周波数成分を持つ。53Gbaudにおいては 53.125Gbaud/65535 ≈ 810 kHz の成分を持つことになる。図 8 において、Limiting Amp は負電源、CRU は正電源であるため、これらを AC 結合する設計としていた。これにより、波形の低域成分が AC 結合の DC 成分をカットするコンデンサによって除去されていた。結果としてコンデンサを通過した波形の振幅オフセットが変動し、Phase Detector での位相検出時に本来のタイミングとはずれた位相で再生してしまい、Additive Jitter が悪化するという課題があった。対策として CRU を負電源で設計し直し、Limiting Amp と CRU 間の接続を DC 結合に変更した。SSPRQ の低域成分も含めた信号が Phase Detector に入力されることで、最適に位相が調整されて、SSPRQ における CRU の Additive Jitter を改善することができた。

### 4.2 Limiting Amp の性能改善

3章において述べたように、SSPRQ において CRU への入力パワーが低下すると Additive Jitter が増加する現象が見られた。SSPRQ には 0 レベルから 1 レベルや 1 レベルから 0 レベルへの遷移など振幅変動が小さい成分が含まれている。CRU への入力パワーが低下したときに、この成分の影響により、Limiting Amp

においてリミッティングしきれず、0 レベルと 1 レベルの判定が困難な中間レベルの電圧が見られる場合があった。Limiting Amp は差動增幅回路で構成されているが、入力振幅が微小な場合でも正常動作させるためには入力オフセットを調整する必要がある。図 10 にリミッティングの違いによる波形の影響を示す。左は正常にリミッティングできている場合で、各レベルが明確に見えている。右が問題がある場合で、リミッティングしきれなかった中間レベルの電圧の影響により、本来 0 レベルになるべき部分に 1 レベルが存在するよう見えている。このような成分が残っていると、Phase Detector での位相検出時に基準クロックと比較したときにこの差分から最適な位相検出を行うことができず、Additive Jitter の悪化につながっていた。

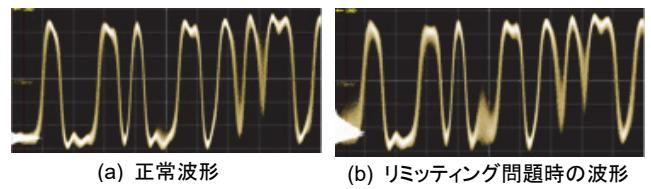


図 10 リミッティングの違いによる波形の影響

対策として Limiting Amp に外部電圧をかけられるようにし、Limiting Amp の入力オフセット電圧を調整できる仕組みとした。入力オフセット電圧を最適値に調整することで、低い入力パワーにおけるリミッティング性能を向上させることができた。図 11 に Limiting Amp の改善前後の CRU の入力パワー依存性の評価結果を示す。改善前は CRU への入力パワーの低下に伴い jitter の増加が見えているが、改善後は -2 dBm から -10 dBm までフラットな性能となることがわかる。

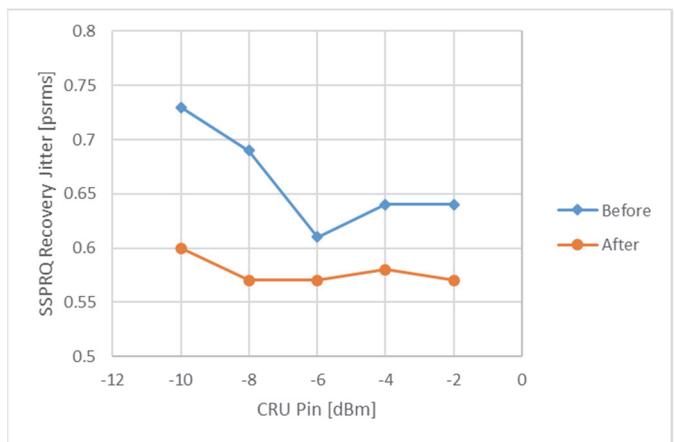


図 11 Limiting Amp 性能改善による CRU の入力パワー依存改善

## 5 高精度 CRU による性能検証

### 5.1 CRU の使用による TDECQ への影響

今回開発した CRU を使用した場合に、CRU を使用しなかった場合と比較して TDECQ の劣化をどこまで抑えられるか検証した。CRU を使用しない場合の TDECQ が目標値となり、劣化がなければ目標値を示すことになる。**図 12** に検証時の測定系を示す。53.125Gbaud でパターンは SSPRQ、オシロスコープの入力パワーは-2 dBm である。CRU なしの場合はクロックが用意できずそのままでは測定できないため、非測定対象のレーンからクロックパターンを出力し、O/E で電気信号に変換することでクロックとして使用している。

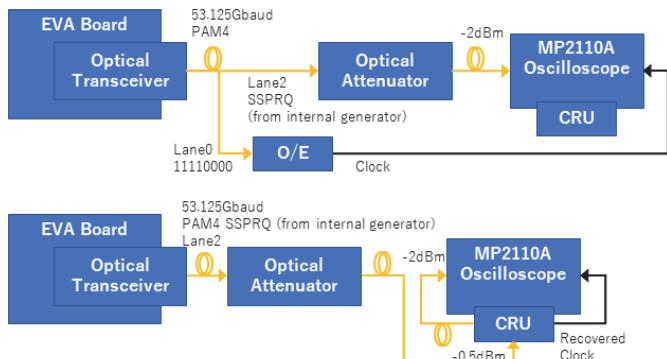


図 12 CRU の有無による影響 評価系(上:CRU なし 下:CRU あり)

**図 13** に CRU の使用による影響の評価結果を示す。CRU の有無で波形の見た目に違いが見られないことがわかる。TDECQ で見ても CRU なしは 2.03 dB、CRU ありは 2.11 dB となり、CRU による TDECQ への影響が少ないことがわかる。

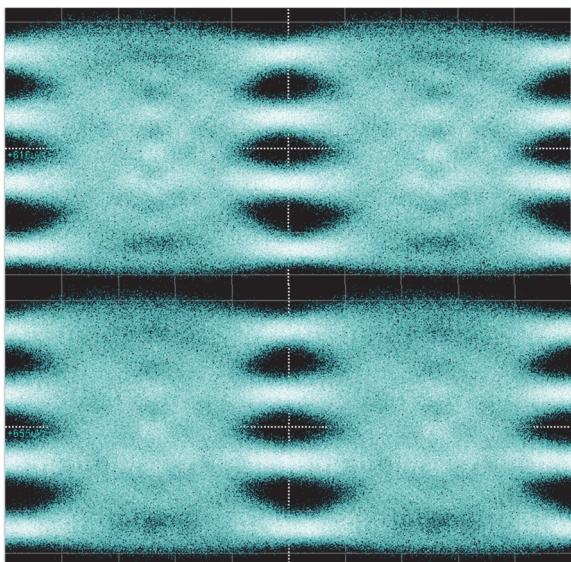


図 13 CRU の有無による波形の比較  
(上:CRU なし TDECQ 2.03 dB 下:CRU あり TDECQ 2.11 dB)

### 5.2 入力パワー依存性

**図 14** に CRU の感度性能評価における測定系を示す。53.125Gbaud の信号において、パターンは SSPRQ で、レーン 0 の信号を CRU に入力し、レーン 2 の信号を MP2110A で測定している。このとき、レーン 2 の信号の入力パワーを-2 dBm に固定し、CRU への入力パワーのみを光アッテネータを用いて徐々に下げていったときの TDECQ の変化を評価した。

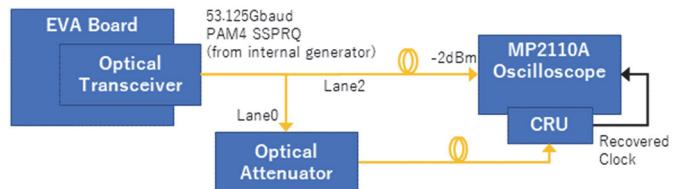


図 14 CRU 感度性能 測定系

**図 15** に CRU の感度性能評価結果を示す。CRU への入力パワーが 0 dBm から-11 dBm の範囲において、TDECQ の値は 2.3 dB~2.4 dB 程度を示した。この結果から、入力パワーの低下に伴う TDECQ への影響が見られないことがわかる。

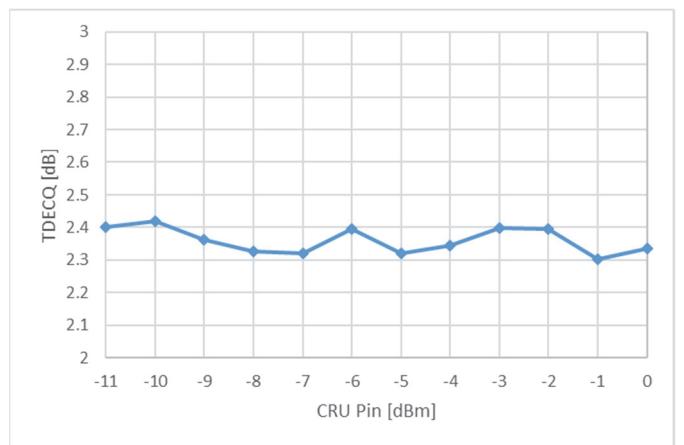


図 15 CRU 感度性能 測定結果

## 6 むすび

データセンタにおける情報量の増大により、400GbE 用光トランシーバの需要が急増している。これらの試験要求に応えるべく、MP2110A にサンプリングオシロスコープとともに搭載できる CRU を開発した。CRU は入力パワーの低下に伴う TDECQ への影響を抑え、0 dBm から-11 dBm の範囲で入力パワーへの依存が少ないフラットな性能を実現した。また、CRU なしと比較して TDECQ の増加を 0.08 dB 以下に抑えた。これにより、高精度な TDECQ の測定を実現した。4ch オシロスコープと CRU を 1Box で提供することにより、4 レーンと 1 レーンを 1 つの CRU で測定することが可能

となった。

今後もアイパターを評価するための最適なソリューションを提供することで、高速・大容量の通信インフラを支えるさまざまな光トランシーバの開発・生産効率の改善や評価品質の向上に貢献していく。

## 参考文献

- 1) Ethernet Alliance EthernetRoadmap-2020-Side1-FINAL
- 2) Ethernet Alliance EthernetRoadmap-2020-Side2-FINAL
- 3) Cisco Annual Internet Report (2018–2023)
- 4) 村上崇、横山裕樹、神園隆司、平林文人：“MP2110A サンプリングオシロスコープの開発”，アンリツテクニカル 93 号(2018.3)
- 5) IEEE Std 802.3bs™-2017
- 6) IEEE Std 802.3cd™-2018

---

## 執筆者



横山 裕樹  
計測事業グループ計測事業本部  
サービスインフラストラクチャーソリューション事業部  
商品開発部



村上 崇  
計測事業グループ計測事業本部  
サービスインフラストラクチャーソリューション事業部  
商品開発部



岸田 桂輔  
計測事業グループ計測事業本部  
サービスインフラストラクチャーソリューション事業部  
商品開発部



吉野 創  
計測事業グループ計測事業本部  
サービスインフラストラクチャーソリューション事業部  
商品開発部

公知