

28 Gbit/s 高速デジタル信号における シグナルインテグリティ解析

MP1800A シリーズ
シグナル クォリティ アナライザ

1. 高速化が進むインターコネクト市場の動向

クラウドコンピューティングサービスや、スマートフォンの急激な拡がりもあり、ネットワークの伝送容量は増加の一途をたどっており、あるインターネットエクスチェンジの瞬間トラフィックは、1Tbit/s に達しようとしています(図 1-1)。また、こうしたトラフィックの増大に対応するために、IT 機器の台数を増やしていますが、その結果、消費電力量が急増することとなり、深刻な問題になりつつあります。

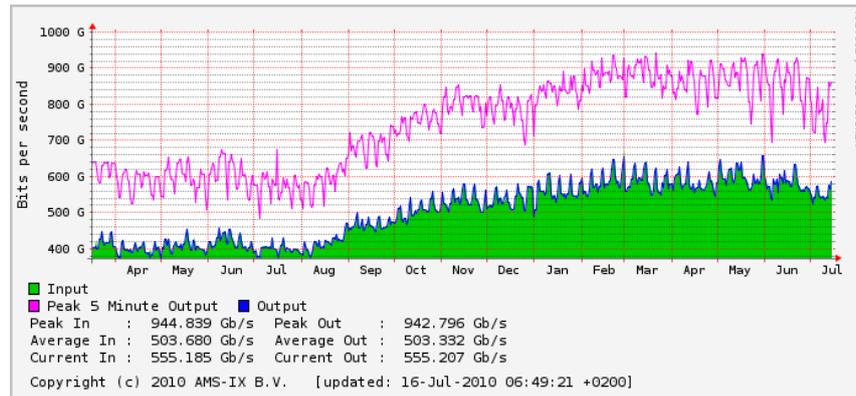


図 1-1: 年間のトラフィック推移

Source: AMS-IX

消費電力を抑えつつデータの処理量を上げるためには、デバイスの高集積化とデータレートの高速化が有効な手段です。現在、28 Gbit/s 帯のデータレートに対応した 28 nm プロセスも市場投入され始め、Gbit/s あたりの消費電力を効果的に低減できます。以下に仕様策定が進んでいる 20 Gbit/s 帯の規格を示します。(表 1-1)

表 1-1: 20Gbit/s 帯データレートの規格

Standard	Data Rate	Lane
CEI-25G-SR	19.90 to 28.05 Gbit/s	1 to N
CEI-25G-LR	19.90 to 25.80 Gbit/s	1 to N
IEEE802.3ba 100GBASE-LR/ER	25.78125 Gbit/s	4
Infiniband 26G-IB-EDR	25.78125 Gbit/s	1 to N
32G Fiber Channel	28.05 Gbit/s	1

このような 28 Gbit/s という高いデータレートでシグナルインテグリティを維持し、且つパワーインテグリティも維持するためには、多くの課題を解決していく必要があります。本文書では、こうした課題の分析とソリューションについて示します。

2. 信号の高速化で起きるシグナルインテグリティの低下

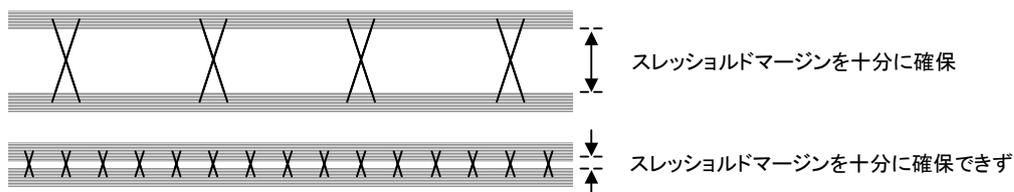
数 Mbit/s 程度のロジック回路の設計では、シグナルインテグリティを強く意識する必要はありませんでした。技術者の経験と勘により、部品レイアウトに少し気を配り、電源ラインに適度に平滑コンデンサを配置し、信号ラインに終端抵抗を付加すれば、ある程度のシグナルインテグリティが維持できました。

例えば 3.3 Vp-p の LVTTTL 信号に 100 mVp-p のノイズが重層されても、わずか 3.3 %のマージンが減少しただけにすぎません。また、FR-4 プリント基板の伝播遅延特性を 70 [psec/cm]とすると、1cm 配線長が異なると 70 psec の遅延が発生します。この FR-4 プリント基板の 1cm 配線長が異なるラインに 100 Mbit/s の信号を伝送させた場合、1 ビット 10 nsec に対して 70 psec のズレとなり、わずか 0.7 %の位相差が発生したことになり、シグナルインテグリティに大きな影響を与えません。

では、データレートが 20 Gbit/s 帯になるとどうなるでしょうか？

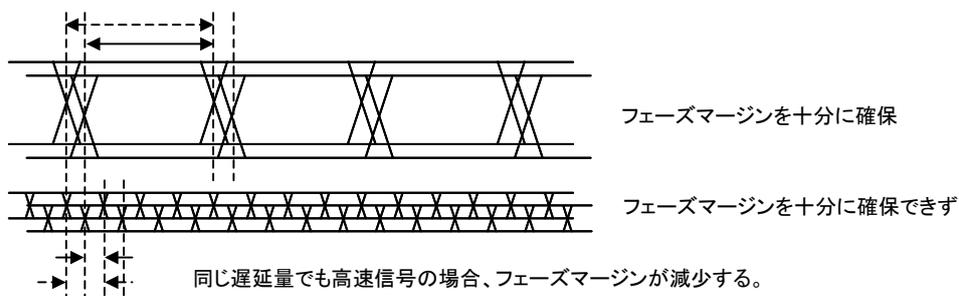
振幅が一定のままデータレートを高速化するためには、立ち上がり/立ち下りの時間を速くする必要があります。このような出力回路を採用すると、消費電力の増加、製品価格の上昇などの問題が発生してしまうため、一般的には低振幅信号が多く採用されています。信号振幅 400 mVp-p の場合、100 mVp-p のノイズが重層されると 25 %ものスレッショルドマージンが減少してしまいます(図 2-1)。また、FR-4 プリント基板の 1 cm 配線長が異なるラインに 25 Gbit/s の信号を伝送させた場合、1 ビット 40 psec に対して 70 psec のズレとなるため、1 ビット以上の位相差が発生したことになり、シグナルインテグリティに大きな影響を与えてしまいます(図 2-2)。

このように、20 Gbit/s 帯のデータレートでは、シグナルインテグリティを確保することは難しく、十分なシミュレーションと検証がかかせません。



同じノイズ量でも低振幅信号の場合、スレッショルドマージンが減少する。

図 2-1: スレッショルドマージンの違い



同じ遅延量でも高速信号の場合、フェーズマージンが減少する。

図 2-2: フェーズマージンの違い

3. シグナルインテグリティの解析

前章でも説明したとおり、データレートが高速になると今まで強く意識する必要がなかったノイズやパターンレイアウトの誤差などの影響を無視できなくなります。

また、その他にも多くの懸念される物理現象があります。それは、ジッタや ISI, クロストークといった現象です。これらは、シグナルインテグリティを低下させる大きな原因ですが、高速化されたデータレートでは、このような現象を完全に除去することは不可能です。よって、送信回路、受信回路共に、シグナルインテグリティの低下を前提とした出力信号の品質、受信耐力を確保することが需要です。ここでは、出力信号の品質、受信耐力を確保のための、解析方法を紹介します。

- ジッタ評価
- ISI 評価
- クロストーク評価

3-1. ジッタ評価

3-1-1. ジッタとは

ジッタは、デジタル信号の時間軸方向の揺らぎです。この揺らぎが長期的な周期、具体的には 10 Hz 以下の場合にはワンドと定義し、10 Hz 以上の周期で揺らぎが発生にジッタと定義しています。以下に理想的な信号と正弦波成分のジッタをもつ信号を示します(図 3-1)。このように、ジッタ成分はフェーズマージンを減らす原因となり、ロジック判定するために必要なセットアップ時間とホールド時間の確保を困難になり、エラーの発生原因となります。

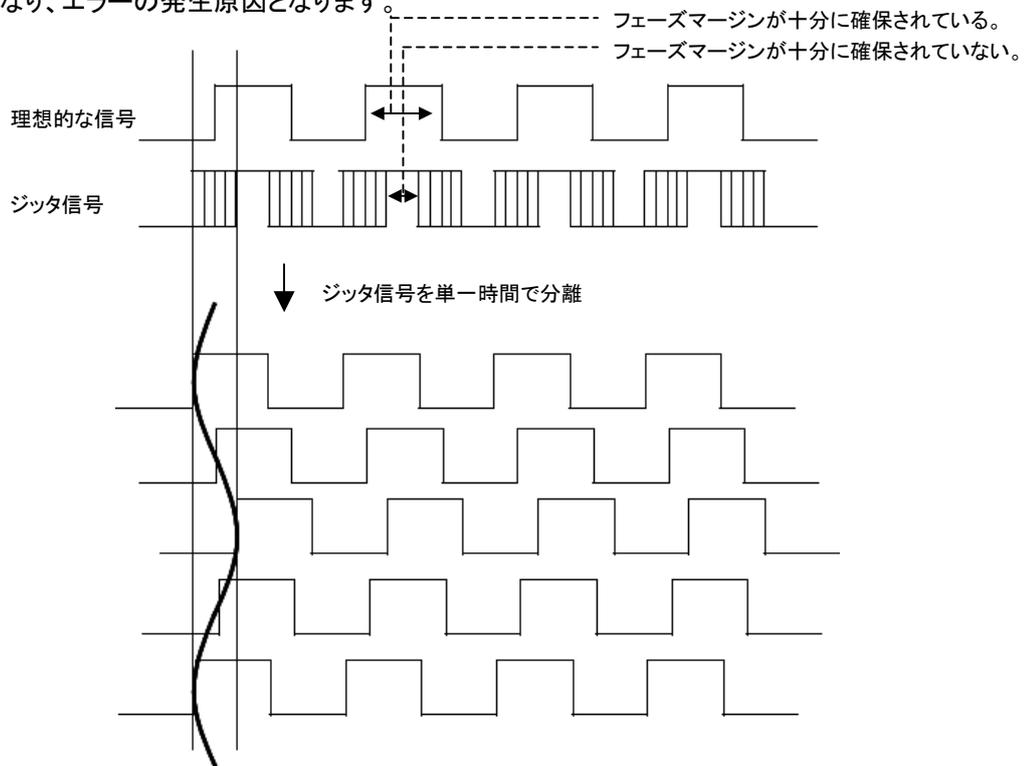


図 3-1: 理想的な信号とジッタ信号の比較

図 3-1 では、正弦波成分のみのジッタを例にして説明しましたが、実際に発生するジッタはさまざまなジッタ成分から構成されています。Total Jitter は広がり有限な DJ と無限な広がりをもつ RJ で構成されています。また、DJ は、信号パターンに相関のある DDJ と相関のない BUJ によって構成されており、さらに DDJ は入出力回路の特性による DCD と伝送路など特性による ISI にて構成されています。

以下に実信号を構成する Jitter 成分の種類とその特徴を説明します。(図 3-2, 表 3-1)

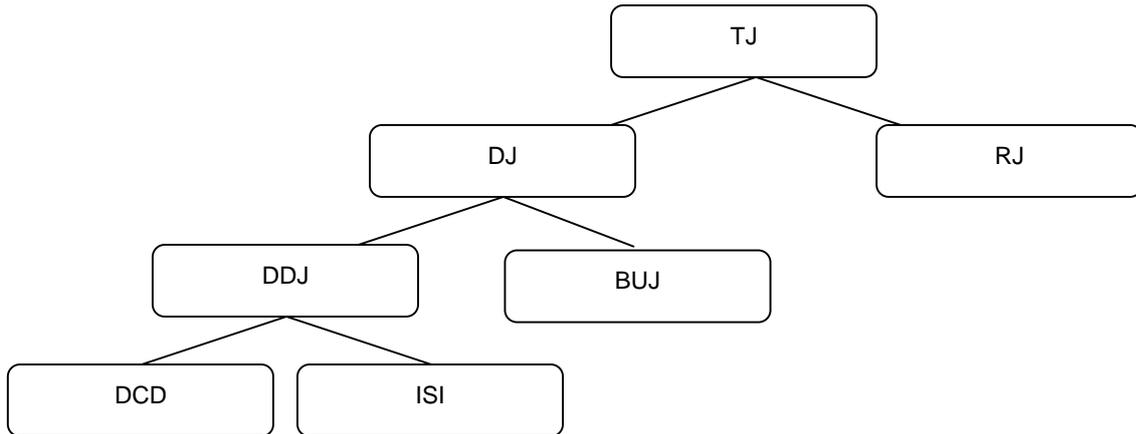


図 3-2: ジッタの分類

表 3-1: 各ジッタの発生原因と特徴

名称	発生原因と特徴
RJ Random Jitter	熱雑音などの外的要因によって発生するジッタです。無限に広がる性質をもっており、その広がりにはガウス分布に近似しています。無限に広がるため、rms で表現されます。
BUJ Bounded Uncorrelated Jitter	近接する信号ラインからのクロストーク影響などの外的要因によって発生するジッタです。ランダムジッタのようなランダム性を持ちますが、有限な広がりになるため、p-p で表現されます。
DCD Duty Cycle Distortion	送受信回路のオフセットのズレなどで発生します。Hi のパルス幅と Low のパルス幅の差になります。
ISI Intersymbol Interference	伝送路の帯域不足やインピーダンスミスマッチによる反射などでおきる現象で、データに相関性のない成分を除去した上での、もっとも早い立ち上がりと最も遅い立ち上がりの差、もしくは立ち下がりの差になります。

3-1-2. ジッタ耐力の評価

デバイスのジッタ受信耐力を評価するためには、擬似的にジッタを印加した信号を受信させて BER を測定し耐力を評価する方法が有効です。3-1-1 で説明したとおり、実際の信号はさまざまなジッタ成分で構成されており、同様の成分を再現し印加する必要があります。

ここに、ジッタを発生する一般的なブロック図を紹介します。(図 3-3)

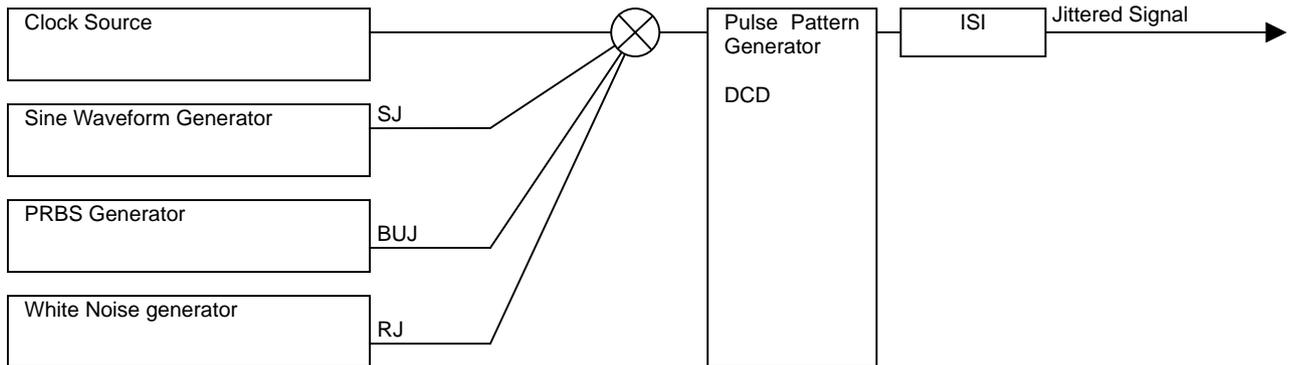


図 3-3: ジッタ発生装置のブロック図

各ジッタ成分のデータ波形とそのスペクトラム分布を紹介します。(図 3-4)

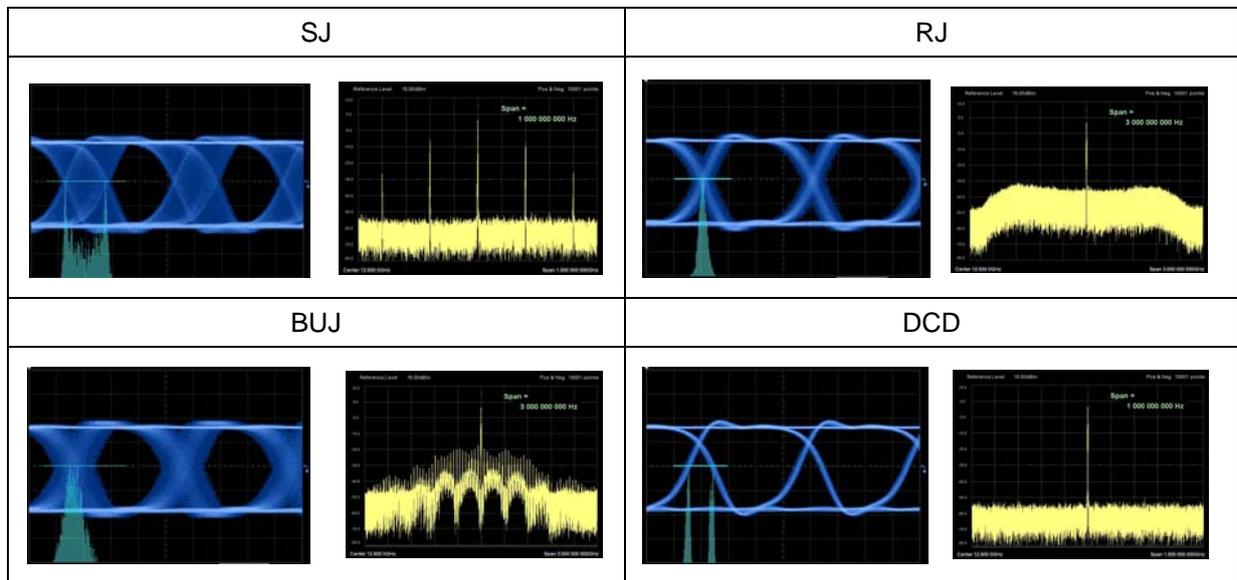


図 3-4: 各ジッタのヒストグラムとスペクトラム分布

3-1-3. バスタブ測定によるジッタ解析

次に、バスタブ機能を使った出力信号のジッタ解析について説明します。バスタブ測定は、デジタル信号のアイ開口内部において、位相方向の変動によるビット誤りの発生分布を測定し、TJ, RJ, DJ および最適位相とその最適なビット誤り率を算出します(図 3-5)。実際に 12 乗の BER を測定してジッタを算出できるため、より真値に近い TJ を算出することができます(図 3-6)。

ここでは、MJSQ (Fibre Channel-Methodologies for Jitter and Signal Quality specification)で Level1 として紹介されている BER E-6 と E-12 の 2 ポイント測定からの算出方法について説明します。

一般的に RJ は正規分布に従っており、TJ は以下の式にて算出できます。

$$TJ_{pk-pk} = UI - t1 = DJ_{pk-pk} + n RJ_{rms}$$

UI: ビット周期

t1: the jitter eye opening at BER 1.0E-12

n: 特定のBERにおける正規分布に従った変数 (n=13.68 at BER 1.0E-12)

そして、下式にてより TJ, DJ, RJ_{RMS} を算出することができます。

$$TJ = UI - t_1 = DJ + 2 \times Q_1 \times RJ_{RMS}$$

$$DJ = UI - t_0 - (2 \times Q_0 \times RJ_{RMS})$$

$$RJ_{RMS} = 0.5 | (t_1 - t_0) / (Q_1 - Q_0) |$$

t₀, t₁: BER E-6 と E-12 の Eye 開口の位相測定値

Q₀, Q₁: BER E-6 と E-12 の逆累積確率分布計算値

$$Q_0 = -\text{qnorm}[(2/TD) \times 10^{-6}, 0, 1]$$

$$Q_1 = -\text{qnorm}[(2/TD) \times 10^{-12}, 0, 1]$$

(TD: Transition Density=Mark Ratio)

$$Q_0 = 4.465, Q_1 = 6.839 \text{ (TD=1/2)}$$

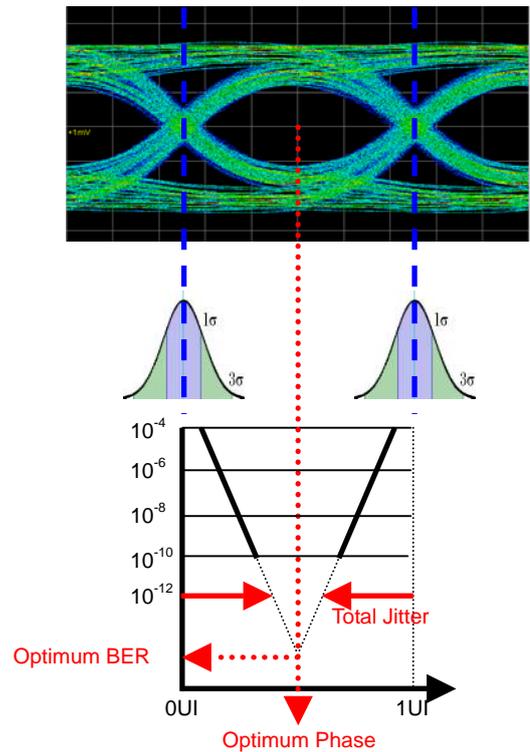


図 3-5: バスタブ測定 の概念

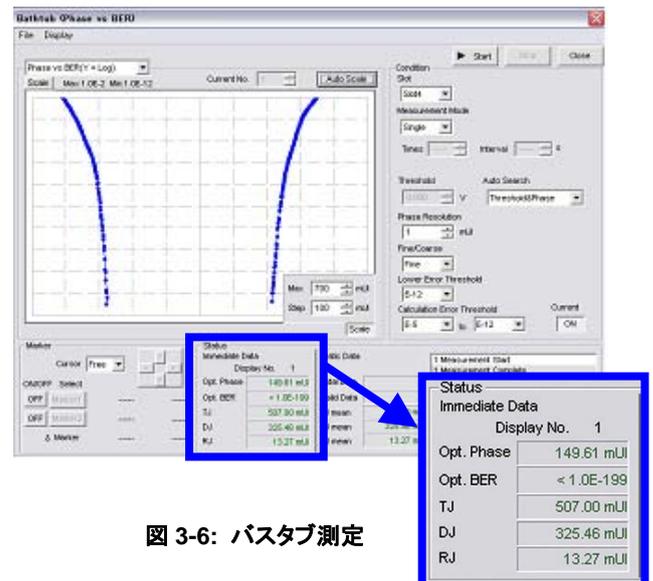


図 3-6: バスタブ測定

3-2. ISI 解析

3-2-1. ISI とは

ISIとはプリント基板などの伝送路を通過したときに起こる波形ひずみや減衰のことです。おもに伝送路がもつ周波数特性や表皮効果、誘電損失といった影響により、高いデータレートほど信号が通りにくくなり、信号が減衰してアイが閉じてしまう現象のことを言います。ここで、あるPCBを使ってISI影響を確認します。(図 3-7)

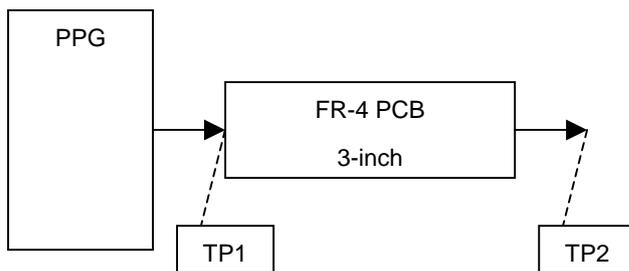


図 3-7: ISI 影響の評価系



図 3-8: PCB の周波数特性

図 3-8 のとおり、20 GHz で 30 dB 以上減衰する PCB のため、20Gbit/s のデータ波形では、ISI の影響によりアイが閉じてしまい、エラーの無い状態で伝送することは困難になります。(図 3-9)

	TP1 PCB 通過前	TP2 PCB 通過後
10-Gbit/s 波形		
20-Gbit/s 波形		

図 3-9: ISI 影響を受けたデータ波形

3-2-2. エンファシス信号を使った ISI の補正

ISIを全て取り除き、高速信号を減衰なく伝送することは不可能です。したがって、このISIを補正してアイの開口を保持することが必要です。アイの開口を保持する技術としてデエンファシスという伝送技術が有効です。特に高周波成分の減衰が最も大きいので、エンファシス技術では、この信号遷移が起こるビットを強調することで、信号の減衰量を抑制します。

ここで、通常の NRZ 信号を使用した場合と 4 タップ エンファシス信号を使用した場合の減衰量を比較します。最も高い周波数部分では、エンファシス信号を使用することで、振幅が 150mVp-p から 410mVp-p になっており、約 173%も振幅が改善していることがわかります。(図 3-10)

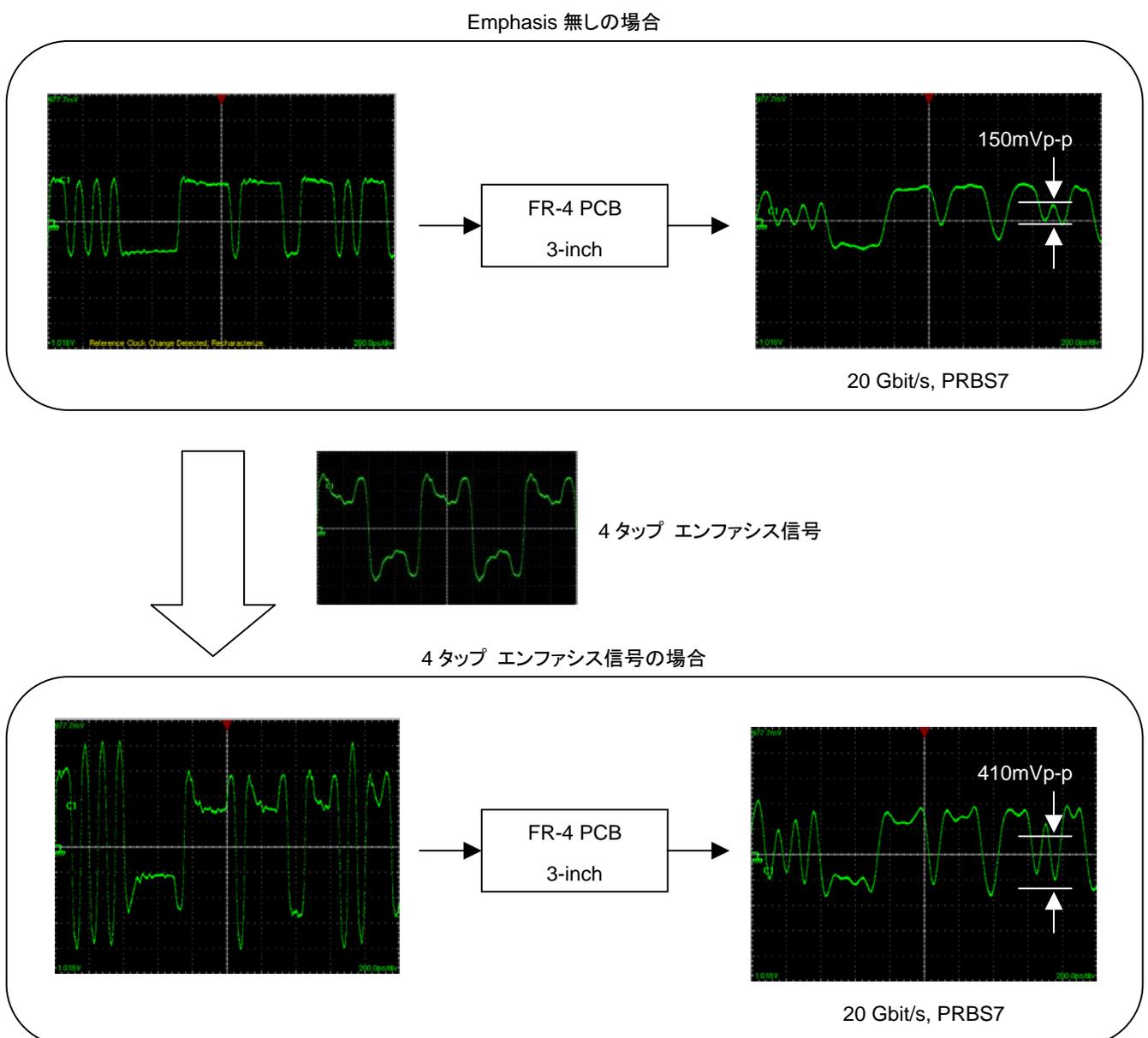
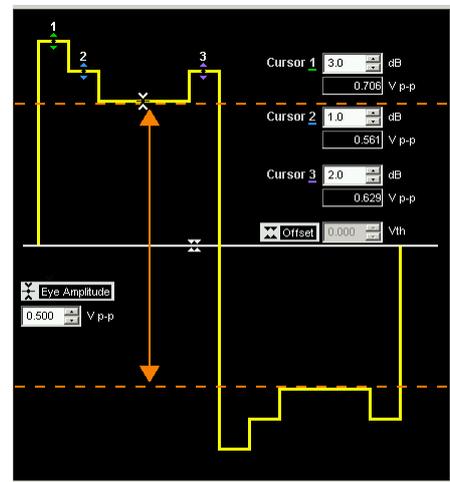


図 3-10: エンファシス信号による減衰量の改善

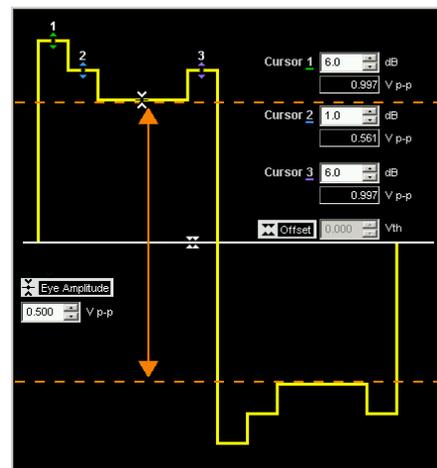
次に、エンファシスのタップ数によるアイ開口度の変化を確認します。ビットレートが 10 Gbit/s の場合、カーソル 1 に 3 dB, カーソル 2 に 1 dB, カーソル 3 に 2 dB の 4 タップのエンファシス効果を与えた時に最もアイの開口が大きくなり、約 23 % 改善したことがわかります。(図 3-11)



タップ数	TP1 PCB 通過前	TP2 PCB 通過後	アイ開口
1-Tap Eye Amplitude = 500 mVp-p Cursor 1 : 0 dB Cursor 2 : 0 dB Cursor 3 : 0 dB			312 mVp-p
2-Tap Eye Amplitude = 500 mVp-p Cursor 1 : 3 dB Cursor 2 : 0 dB Cursor 3 : 0 dB			361 mVp-p
3-Tap Eye Amplitude = 500 mVp-p Cursor 1 : 3 dB Cursor 2 : 0 dB Cursor 3 : 2 dB			347 mVp-p
4-Tap Eye Amplitude = 500 mVp-p Cursor 1 : 3 dB Cursor 2 : 1 dB Cursor 3 : 2 dB			384 mVp-p

図 3-11: 10Gbit/s 時のタップ毎のエンファシス効果

ビットレートが 20 Gbit/s の場合、カーソル 1 に 6 dB, カーソル 2 に 1 dB, カーソル 3 に 6 dB の 4 タップのエンファシス効果を与えた時に最もアイの開口が大きくなり、約 194 % 改善したことがわかります。(図 3-12)



タップ数	TP1 PCB 通過前	TP2 PCB 通過後	アイ開口
1-Tap Eye Amplitude = 500 mVp-p Cursor 1 : 0 dB Cursor 2 : 0 dB Cursor 3 : 0 dB			113mVp-p
2-Tap Eye Amplitude = 500 mVp-p Cursor 1 : 6 dB Cursor 2 : 0 dB Cursor 3 : 0 dB			178 mVp-p
3-Tap Eye Amplitude = 500 mVp-p Cursor 1 : 6 dB Cursor 2 : 0 dB Cursor 3 : 6 dB			295 mVp-p
4-Tap Eye Amplitude = 500 mVp-p Cursor 1 : 6 dB Cursor 2 : 1 dB Cursor 3 : 6 dB			333 mVp-p

図 3-12: 20Gbit/s 時のタップ毎のエンファシス効果

3-3. クロストーク

3-3-1. クロストークとは

クロストークとは、隣接する信号線から信号が漏洩する現象です。大きなクロストークが発生すると、信号品位(シグナルインテグリティ)を低下させ、誤動作の原因となります。クロストークの発生原因は大きく 2 つあり、相互キャパシタンスと相互インダクタンスがあります。影響を与える信号(Aggressor)を「信号線 A」、影響を受ける信号(Victim)を「信号線 B」とすると、「信号線 A」の信号が、相互キャパシタンスと相互インダクタンスの作用により、「信号線 B」に漏洩します(図 3-13)。信号が漏洩することで、図 3-14 のように信号品位(シグナルインテグリティ)の低下を引き起こします。また、相互キャパシタンスと相互インダクタンスは、周波数が高くなるほどクロストークの影響が大きくなるという特徴があります。

ここで、Victim に漏洩した信号が、Aggressor の近端(トランスミッタに最も近い端)に干渉することを Near End Crosstalk(NEXT)、遠端(レシーバに最も近い端)に干渉することを Far End Crosstalk (FEXT)と言います。

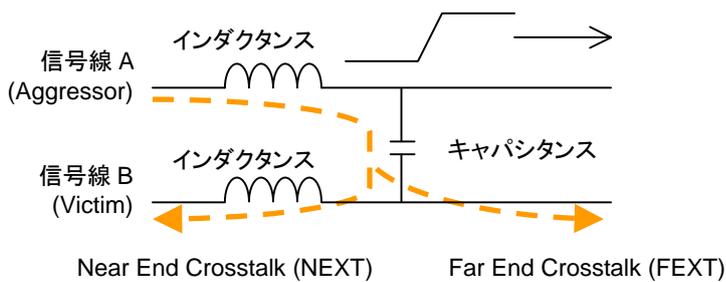


図 3-13: クロストークの発生原理

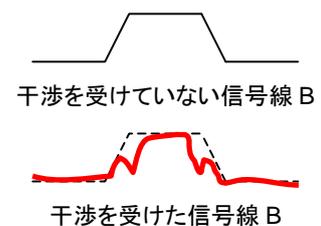


図 3-14: クロストークによる信号への影響

さらに詳しく見てみると、Aggressor と Victim 間のタイミングによってもクロストークの影響が異なります。図 3-15 のように逆相で変化すれば遅延が増加し、同相であれば遅延が減少します。また、Aggressor のみ変化した場合には、遅延に変化はありませんが、波形歪みが生じます。

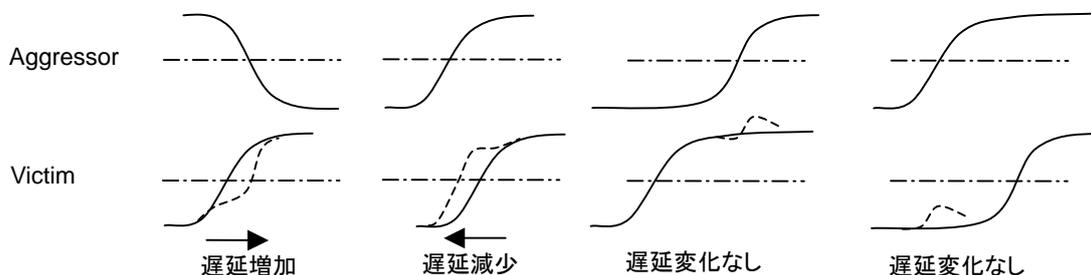


図 3-15: クロストークが波形に与える影響

3-3-2. クロストークの確認

クロストークを確認するには、Victim 線と Aggressor 線に信号を伝送させ実際にクロストークを発生させることが重要です。

Victim 線と Aggressor 線に PPG から信号を入力した後のクロストークの影響を波形観測にて確認します(図 3-16)。左の波形のとおり入力波形は Hi や Low がきれいに平らになっていますが、信号線からの出力波形は、右の波形のようにリングングが発生しています。これは、隣の信号線からの漏洩が影響ですので、クロストークが発生していることがオシロスコープを使って確認できます。

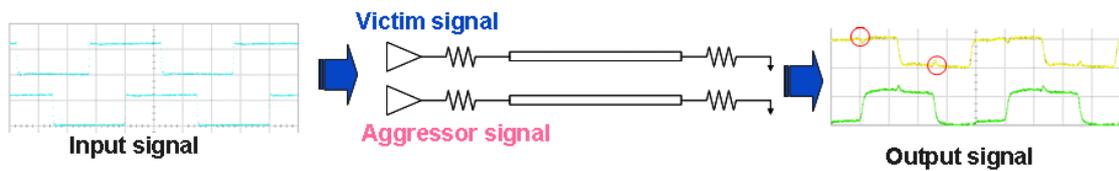


図 3-16: クロストークの影響を受けた信号の波形

次にスペクトラムを確認します。Victim 線には正弦波信号を Aggressor 線にはオール 0 のパターンを伝送します(図 3-17)。この場合、Aggressor 線では信号が伝送されていない状態ですので、波形を見ても分かる通り、クロストークの影響を受けていません。しかし、Aggressor 線に PRBS7 パターンを伝送すると、クロストークの影響を受け、ノイズが重層されています。スペクトラム分布でも、フロアに PRBS7 のスペクトラム成分が重層されていることが分かります。

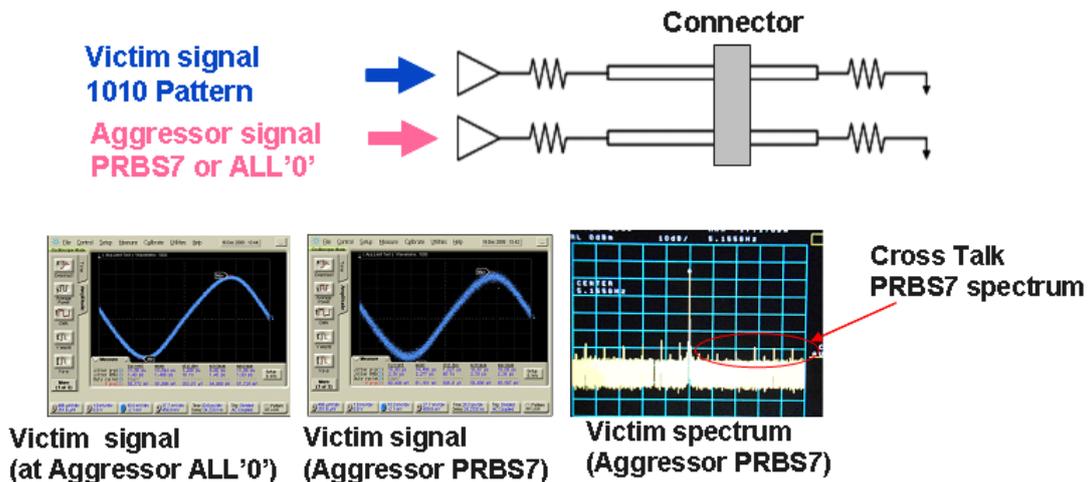


図 3-17: クロストークの影響を受けた信号のスペクトラム分布

4. まとめ

20 Gbit/s 以上という高速信号を使ったインターコネクタ技術では、今まで強く意識する必要がなかった物理現象が無視できなくなります。そのため、この物理現象を定量的に確認し、必要な対策を実施するため、本資料では、ジッタ評価, ISI 評価, クロストーク評価の 3 つの測定ソリューションを紹介しました。

今後、研究・開発が進むにつれ、更なる新しい問題に直面し解決していかなければいけません。アンリツは、インターコネクタの高速化へ向けた市場の動きを更に加速させるため、引き続き、それら問題を迅速かつ効率的に解決できるソリューションを提供し続けます。

- Note -



お見積り、ご注文、修理などは、下記までお問い合わせください。記載事項は、おことわりなしに変更することがあります。

アンリツ株式会社

<http://www.anritsu.com>

本社	〒243-8555 神奈川県厚木市恩名 5-1-1	TEL 046-223-1111
厚木	〒243-0016 神奈川県厚木市田村町 8-5	
	計測器営業本部	TEL 046-296-1202 FAX 046-296-1239
	計測器営業本部 営業推進部	TEL 046-296-1208 FAX 046-296-1248
	ネットワークス営業本部	TEL 046-296-1205 FAX 046-296-1250
新宿	〒160-0023 東京都新宿区西新宿 6-14-1	新宿グリーンタワービル
	計測器営業本部	TEL 03-5320-3560 FAX 03-5320-3561
	ネットワークス営業本部	TEL 03-5320-3552 FAX 03-5320-3570
	東京支店(官公庁担当)	TEL 03-5320-3559 FAX 03-5320-3562
札幌	〒060-0042 北海道札幌市中央区大通西 5-8	昭和ビル
	ネットワークス営業本部北海道支店	TEL 011-231-6228 FAX 011-231-6270
仙台	〒980-0811 宮城県仙台市青葉区一番町 2-3-20	第3日本オフィスビル
	計測器営業本部	TEL 022-266-6134 FAX 022-266-1529
	ネットワークス営業本部東北支店	TEL 022-266-6132 FAX 022-266-1529
大宮	〒330-0081 埼玉県さいたま市中央区新都心 4-1	FSKビル
	計測器営業本部	TEL 048-600-5651 FAX 048-601-3620
名古屋	〒450-0002 愛知県名古屋市中村区名駅 3-20-1	サンシャイン名駅ビル
	計測器営業本部	TEL 052-582-7283 FAX 052-569-1485
	ネットワークス営業本部中部支店	TEL 052-582-7285 FAX 052-569-1485
大阪	〒564-0063 大阪府吹田市江坂町 1-23-101	大同生命江坂ビル
	計測器営業本部	TEL 06-6338-2800 FAX 06-6338-8118
	ネットワークス営業本部関西支店	TEL 06-6338-2900 FAX 06-6338-3711
広島	〒732-0052 広島県広島市東区光町 1-10-19	日本生命光町ビル
	ネットワークス営業本部中国支店	TEL 082-263-8501 FAX 082-263-7306
福岡	〒812-0004 福岡県福岡市博多区櫻田 1-8-28	ツインスクエア
	計測器営業本部	TEL 092-471-7656 FAX 092-471-7699
	ネットワークス営業本部九州支店	TEL 092-471-7655 FAX 092-471-7699

再生紙を使用しています。

計測器の使用法、その他については、下記までお問い合わせください。

計測サポートセンター

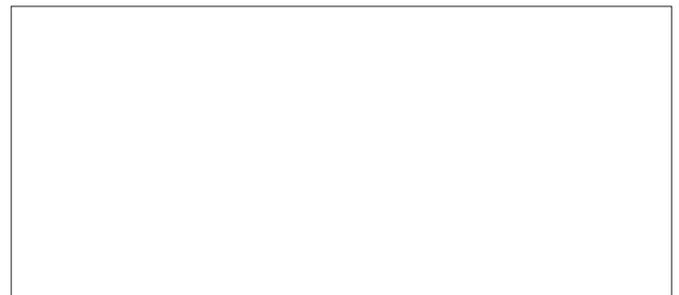
TEL: 0120-827-221, FAX: 0120-542-425

受付時間/9:00~12:00, 13:00~17:00, 月~金曜日(当社休業日を除く)

E-mail: MDVPOST@anritsu.com

● ご使用の前に取扱説明書をよくお読みのうえ、正しくお使いください。

1102



■本製品を国外に持ち出すときは、外国為替および外国貿易法の規定により、日本国政府の輸出許可または役務取引許可が必要となる場合があります。また、米国の輸出管理規則により、日本からの再輸出には米国商務省の許可が必要となる場合がありますので、必ず弊社の営業担当までご連絡ください。

