平成16年3月1日発行（毎月1回1日発行）第41巻　第3号　通巻474号

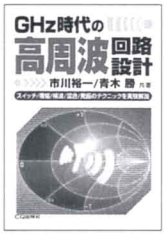
ディジタル・オシロスコープ活用入門

AV信号・電源回路・ディジタル回路・伝送線路の測定

トランジスタ技術
2004年3月号　別冊付録
CQ出版社

新コア Books

進歩の速いエレクトロニクスも，そのバックグラウンドとなる技術をもてば怖くありません．“CORE BOOKS”はバックグラウンド作りを応援します．



スイッチ/増幅/検波/混合/発振のテクニックを実験解説

GHz時代の高周波回路設計

市川 裕一/青木 勝 共著
A5判　336頁　¥2,940
ISBN4-7898-3347-X

高周波信号を扱ううえで身につけておかなければならない基礎知識と，300M～3GHzの高周波回路の動作原理や設計法を詳解します．スイッチ，LNA，フィルタ，検波回路，発振回路，PLLなど，高周波システムに必要な回路を取り上げています．シミュレーションだけでなく，実際に試作して評価するので，設計経験のない人でも超高周波回路の世界を楽しめます．

高速信号を確実に伝送する基板設計とノイズ対策

高速ディジタル回路実装ノウハウ

久保寺 忠 著
A5判　288頁　¥2,730
ISBN4-7898-3348-8

本書は，高周波化が遅れているプリント基板上で，高速にそして確実にディジタル回路を動作させるためのプリント・パターンの配線テクニック，高速ICの使い方などをわかりやすく解説するものです．回路設計者だけでなく，アートワーク設計者にも役に立つ一冊です．

増幅回路設計の真髄を検証する

解析 OPアンプ&トランジスタ活用

黒田 徹 著
A5判　240頁　¥2,520
ISBN4-7898-3269-4

これまであまり詳しく語られることのなかった市販OPアンプICの内部回路に焦点をあてて，如何にして増幅度を稼いでいるのか，なぜ高精度になっているのか，どのようにして低雑音を実現しているのか，どのようにして高速・広帯域化を実現しているのかを徹底検証します．その応用として，個別トランジスタによるOPアンプICを凌駕するアンプの設計技術を公開しています．

UV-EPROM/EEPROM/SRAM/DRAMの構造と使い方

メモリICの実践活用法

桒野 雅彦 著
A5判　240頁　¥2,415
ISBN4-7898-3270-8

メモリICをUV-EPROM，フラッシュ・メモリ/EEPROM，SRAM，DRAMに大別し，それぞれで利用されている記憶セルの構造と書き込み/読み出しの原理と方法について解説しました．また，代表的なデバイスのデータシートから具体的な使用方法を導くために必要な事項を重点的に解説しました．

実物写真と動作回路で素子の使い方を理解する

センサ活用141の実践ノウハウ

松井 邦彦 著
A5判　216頁
¥2,205
ISBN4-7898-3271-6

多くのセンサに接し，多くの回路を設計してきた著者の経験から得たセンサを使う上でのノウハウをふんだんに紹介しています．登場するセンサは，光(フォト)センサ，赤外線センサ，サーミスタ，白金測温抵抗体，熱電対，湿度センサ，ガス・センサ，磁気センサ，超音波センサ，振動・加速度センサ，電流センサ，圧力センサ，ひずみセンサ，風速センサ，位置センサです．

もくじ

執筆：渡辺 勝彦，渡辺 潔，浜田 恭司，薩摩 泰文

第1章　波形を正しく観測するための基本 …… 4

プローブ補正 …… 4

いろいろな波形を正確に測定するには …… 5

AM波とFM波を観測するには …… 12

AC 100 Vを測定するには …… 15

第2章　オーディオ回路の測定 …… 16

CDのジッタ測定 …… 16

スピーカ・システムのインピーダンス測定 …… 18

第3章　ビデオ回路の測定 …… 20

オシロスコープの必要条件 …… 20

ビデオ信号の入力方法 …… 21

ビデオ・トリガ機能 …… 24

水平同期パルスの測定 …… 28

波形モニタとベクトル・スコープの必要性 …… 32

第4章　電源回路の測定 …… 35

電源測定におけるスキューの影響 …… 35

スイッチング損失の観測 …… 36

安全動作領域(SOA)の測定 …… 39

クレスト・ファクタと電源高調波電流 …… 42

第5章　ディジタル回路の測定 …… 44

ディジタル信号を測定するには …… 44

波形パラメータの測定 …… 45

ディジタル信号測定に便利なトリガ機能 …… 49

第6章　伝送線路の測定 …… 52

伝送線路の測定と解析の手法 …… 52

アイ・パターンで何がわかるのか …… 54

クロストークを測るには …… 55

差動信号を測るには …… 57

イーサネットのパケットを観測する …… 58

Appendix　FETプローブについて …… 61

はじめに

ここでは初めに，本書で掲載した波形写真の観測に使用したオシロスコープの概要について紹介しておきます．

写真1に示すTDS2000/TDS1000シリーズは，最高200 MHzの周波数帯域，最高2 Gspsのサンプル・レートを低価格で実現しています．

TDS2000シリーズでは，高輝度カラー・ディスプレイを装備し，全周波数帯域でリアルタイムでの波形取り込みが可能で，各種のトリガ機能と，11種類の自動測定機能を装備しています．

FFT波形演算も標準装備しており，周波数領域での信号強度測定が可能で，設計回路の解析，評価，トラブルシュートに威力を発揮します．

写真2に示すTDS3000Bシリーズは，アナログ・オシロスコープのもつ豊富な波形情報とリアルタイム性，ディジタル・ストレージ・オシロスコープの特徴である波形保存と解析能力を組み合わせたディジタル・フォスファ・オシロスコープ(Digital Phosphor Oscilloscope)です．

価格，性能，操作性，すべてにわたって広い範囲の技術者ニーズに応えるものです．保守サイトや設計/製造のベンチをはじめ，野外

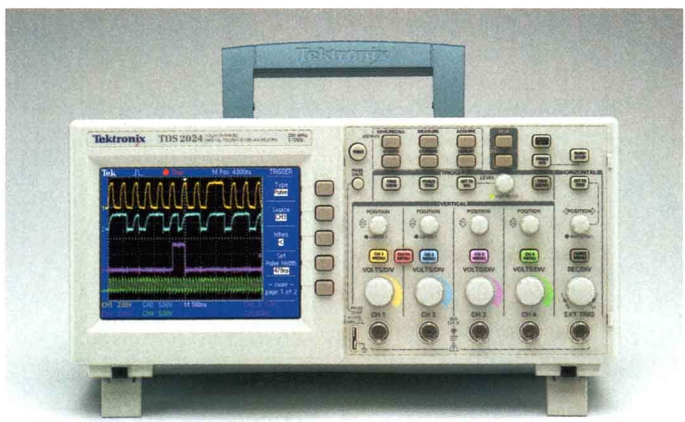


写真1　2 Gsps・200 MHz，カラー・ディジタル・ストレージ・オシロスコープ
[TDS2000/1000シリーズ，日本テクトロニクス(株)]

写真2　5 Gsps・500 MHz，カラー・ディジタル・フォスファ・オシロスコープ［TDS3000Bシリーズ，日本テクトロニクス(株)］

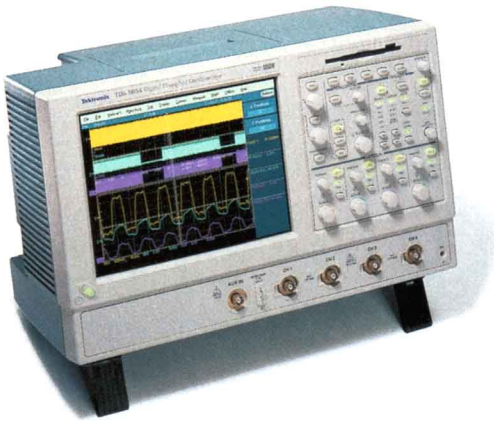


写真3　5 Gsps・1 GHz，カラー・ディジタル・フォスファ・オシロスコープ［TDS5000シリーズ，日本テクトロニクス(株)］

などあらゆる場所での計測に対応しています．

写真3に示すTDS5000シリーズ・ディジタル・フォスファ・オシロスコープは，最高周波数帯域DC～1 GHz(－3 dB)，最高サンプル・レート5 Gsps，最長レコード長8 Mポイント，最高アクイジション・レート10万波形/秒という高い基本性能と，拡張トリガをはじめとするさまざまな機能をもつオシロスコープです．

豊富な機能と優れたユーザ・インターフェースにより，被測定信号を正確に捉え，強力に解析できます．

第1章
波形を正しく観測するための基本

波形を観測する場合，どのようなオシロスコープを選択したら良いのでしょうか．一番重要な点は，オシロスコープの周波数帯域です．通常，入力信号がもつ周波数成分の5倍程度の周波数帯域をもったオシロスコープを選定する必要があります．詳しくは，参考文献(1)に示した日本テクトロニクス社のホームページを参照してください．

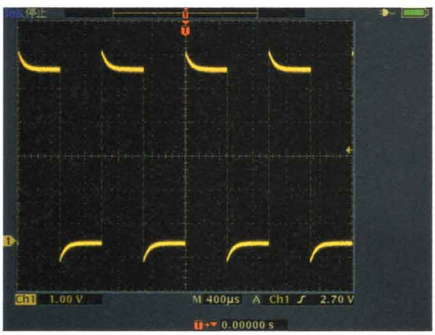
プローブ補正

オシロスコープを選定し，実際の波形観測を行う前に，最初にしなければならないことがあります．それがプローブの補正です．**写真1-1**に示すのは補正前の波形です．プローブには，本体に付属しているプローブのほかに，高電圧測定用，差動信号測定用など，測定対象に応じてさまざまなプローブがあります．

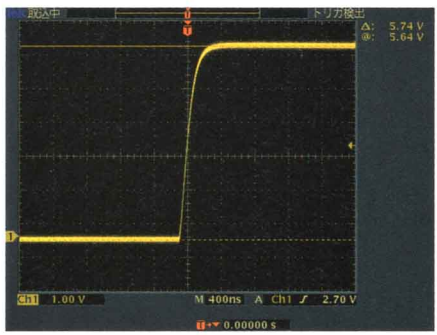
このように，いろいろなプローブを交換して波形観測を行うわけですが，交換するたびにオシロスコープの入力容量との補正が必要になります．

オシロスコープに付いているCAL出力を使用し，**写真1-2**のように，低周波から高周波までの振幅が一定になるようにプローブを補正します．

補正を正しく行わないと，非常に大きな誤差となる場合がありますので，注意が必要です．**写真1-1**(b)は，同(a)の波形の時間軸を400 μs/div. から400 ns/div. に変更したものです．



(a) 時間軸400 μs/div.での波形



(b) 時間軸を拡大(400 ns/div.)

写真1-1　プローブ補正前の波形

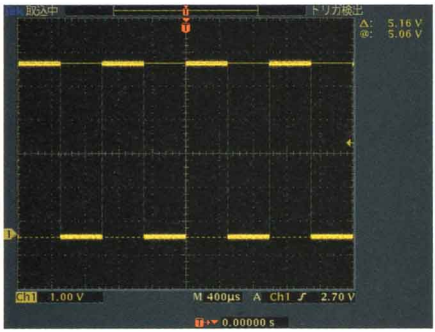


写真1-2　プローブ補正後の波形

最初からこのような速い時間軸で観測している場合は，補正が正しく行われているかどうかはわかりません．

写真1-1(b)の400 ns/div. の時間軸で測定した場合の振幅値(5.74 V)は，補正を正しく行った場合の振幅値(5.16 V)と比較して0.6 Vほどの差が出てしまいました．

いろいろな波形を正確に測定するには

ディジタル・ストレージ・オシロスコープ(DSO)で波形を正しく観測するには，入力波形の周波数成分を考慮する必要があります．ナイキスト定理により，入力信号の周波数より2倍以上速いサンプル・レートが必要です．しかし実際には，波形に含まれる周波数成分で，サンプル・レートを適切に選ぶ必要があります．

それでは，サンプル・レートの違いにより，波形表示がどのように変わるか確認してみましょう．まず，1 kHzの正弦波を入力し，サンプル・レートや補間方式の違いによる波形の変化を見てみます．

● 正弦波の観測

1 kHzの正弦波の場合は，ナイキスト定理により，サンプル・レートは2 ksps(sps；

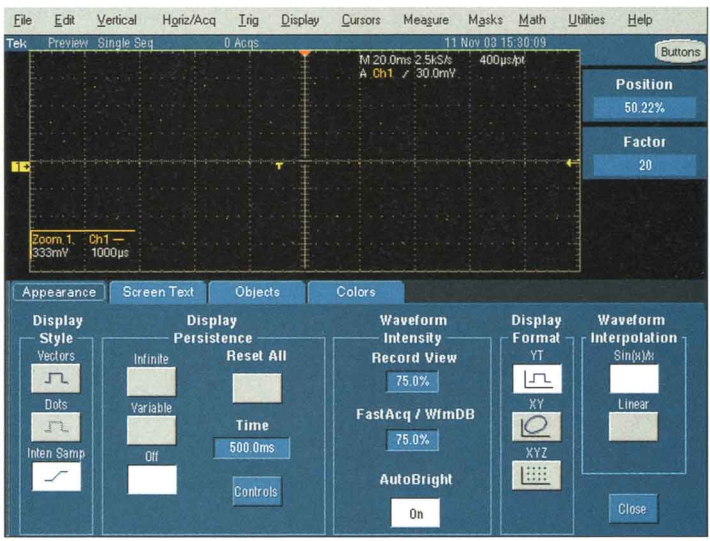


写真1-3　正弦波の補間なし表示(f = 1 kHz，2.5 ksps)

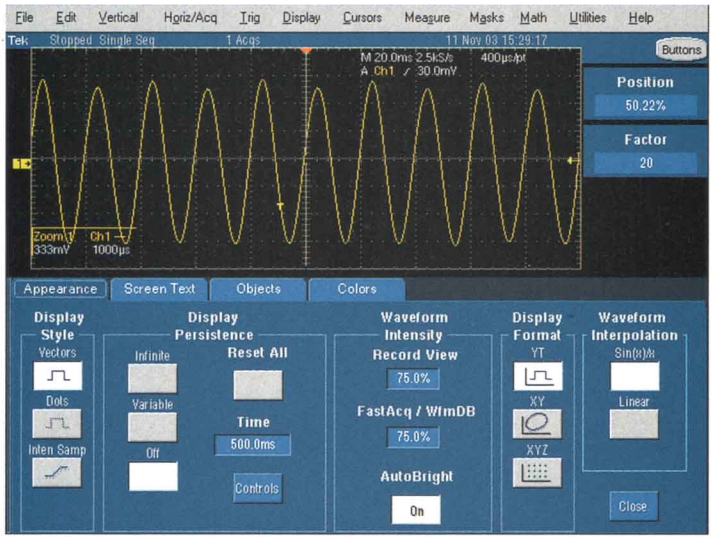


写真1-4　正弦波のサイン補間(f = 1 kHz，2.5 ksps)

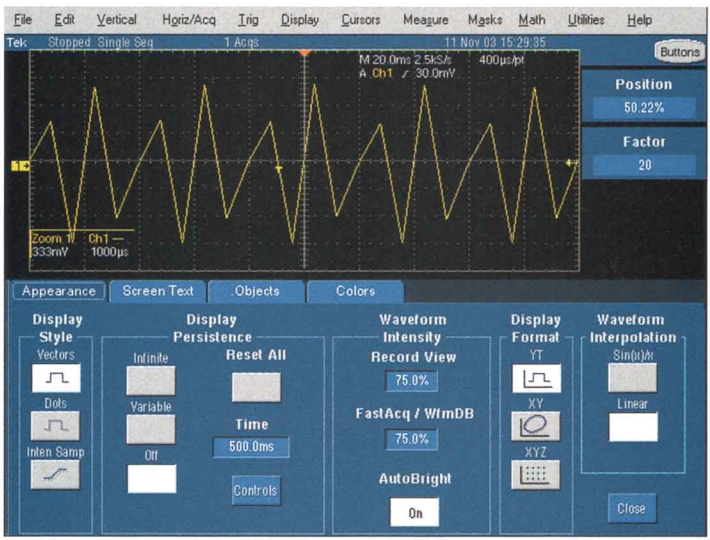


写真1-5　正弦波の直線補間(f = 1 kHz，2.5 ksps)

samples per second)以上でなければなりません．最初に2.5 kspsのサンプル・レートで取った場合の波形を見てみます．これは1周期当たり2.5ポイントをサンプルすることになりますが，このときの波形は**写真1-3**のようになります．しかし，これではどのような波形かま

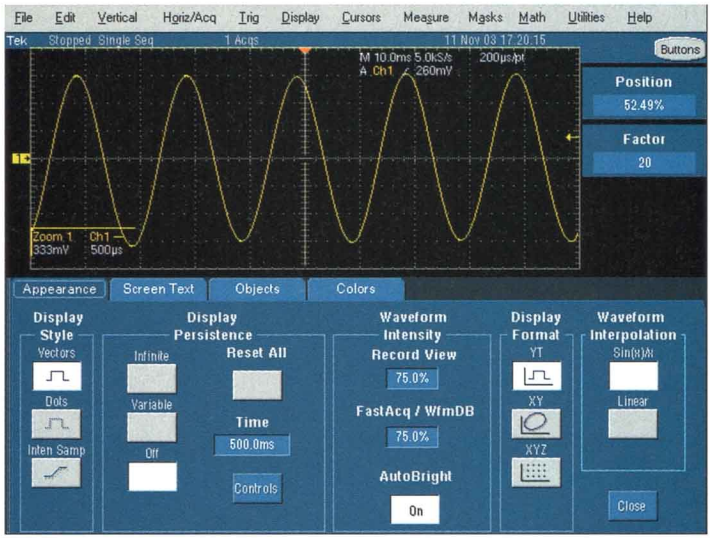


写真1-6　正弦波のサイン補間(f = 1 kHz，5 ksps)

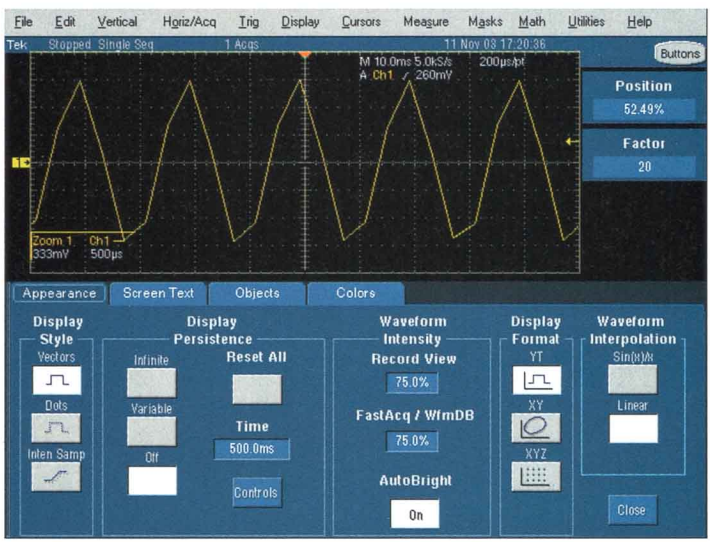


写真1-7　正弦波の直線補間(f = 1 kHz，5 ksps)

ったくわかりません．

通常，DSOはサンプルしたデータを補間して表示します．それでは，この波形に補間をかけて表示してみましょう．一般的なDSOは，サイン補間あるいは直線補間，またはその両方の補間を切り替えられるようになっていま

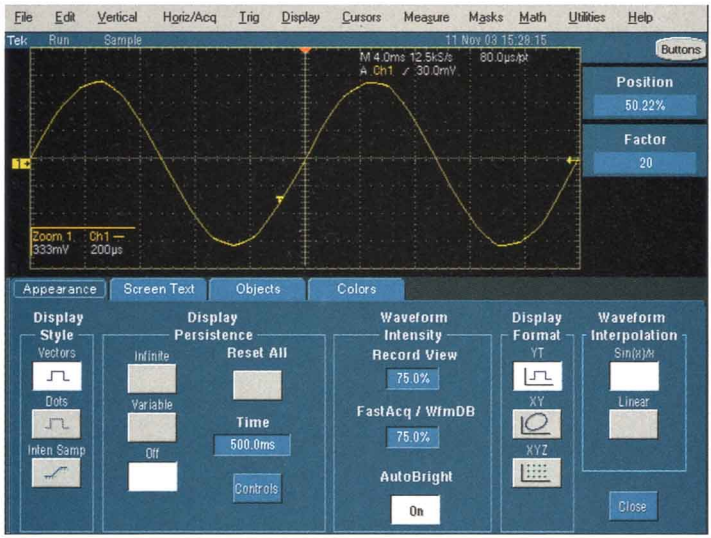


写真1－8　正弦波のサイン補間（f = 1 kHz，12.5 ksps）

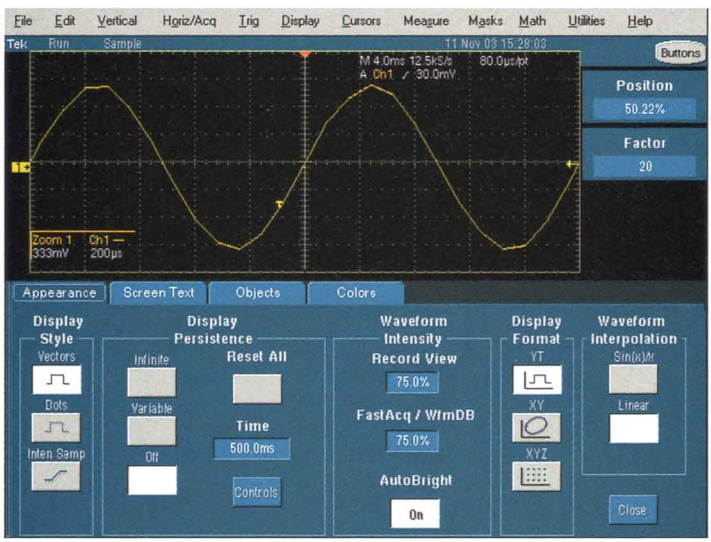


写真1－9　正弦波の直線補間（f = 1 kHz，12.5 ksps）

す．**写真1－4**と**写真1－5**は，サイン補間と直線補間で表示された波形を比べたものです．正弦波を入力しているので，サイン補間のほうが低いサンプル・レートでもきれいに表示されます．

サンプル・レートが2.5 kspsの場合，直線補

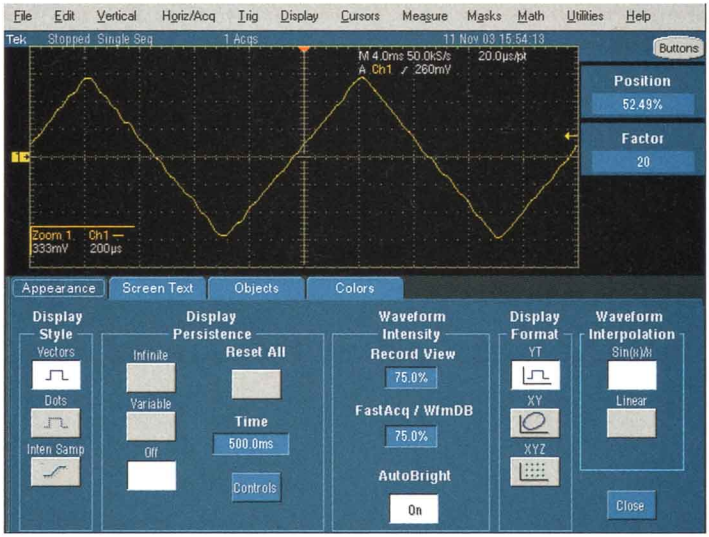


写真1−10　三角波のサイン補間（f = 1 kHz，50 ksps）

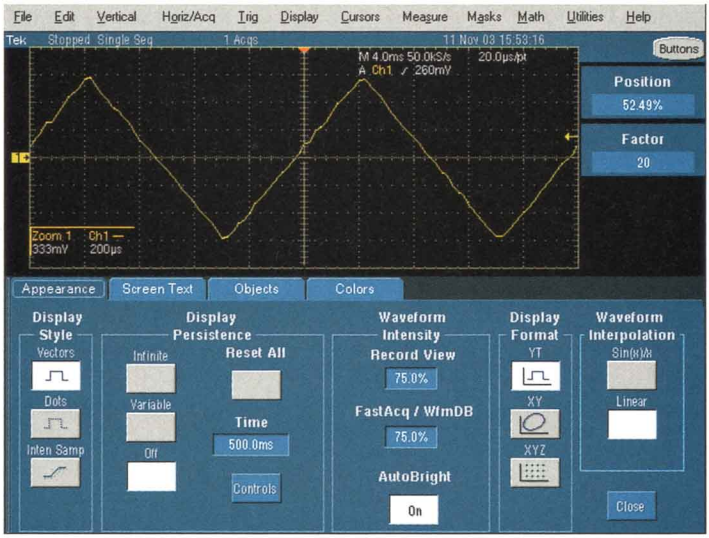


写真1−11　三角波の直線補間（f = 1 kHz，50 ksps）

間では実際の波形と大きく違って見えます．正弦波をサイン補間で表示すると，正弦波に見えますが，振幅に不揃いが出ています．正確に表示するには，サンプル・レートをもっと上げる必要があります．

写真1−6に示すようにサンプル・レートが

写真1-12　のこぎり波の直線補間(f = 1 kHz，125 ksps)

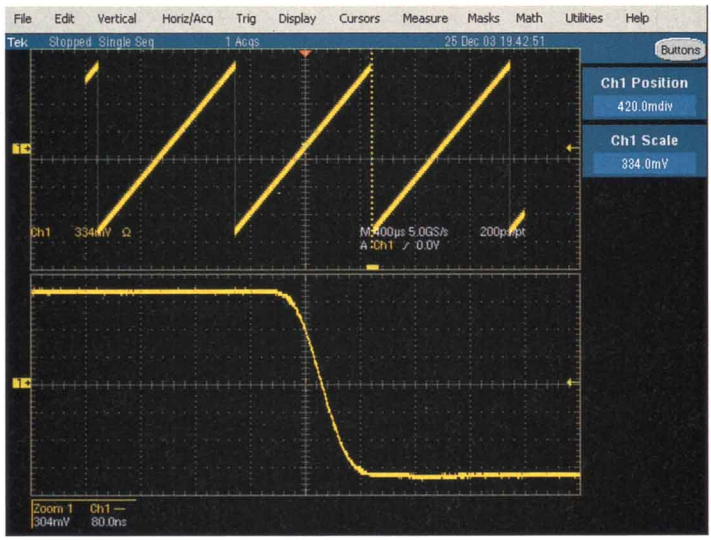


写真1-13　のこぎり波のサイン補間(f = 1 kHz，5 Gsps)

5 kspsの場合，サイン補間では正弦波の振幅不揃いがなくなります．**写真1-7**に示すように，直線補間では三角波のように見えます．

写真1-8と**写真1-9**に示すように，サンプル・レートが12.5 kspsになると，直線補間で取り込んだ波形も，正弦波に近い形に見える

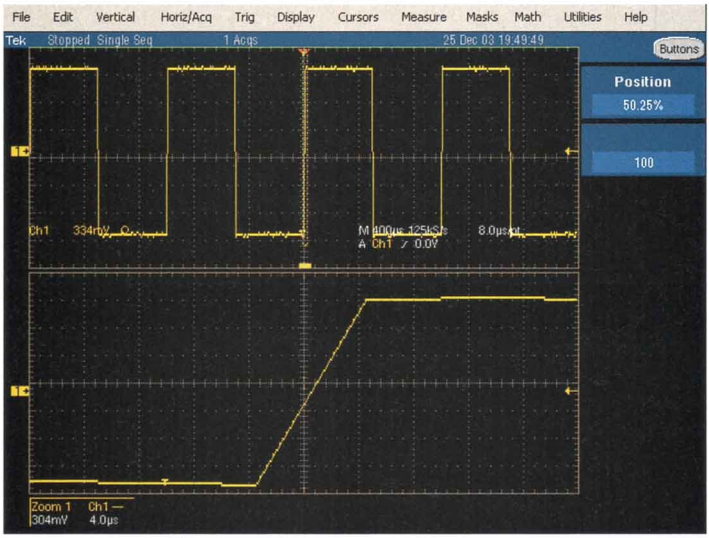


写真1－14　矩形波の直線補間(f = 1 kHz，125 ksps)

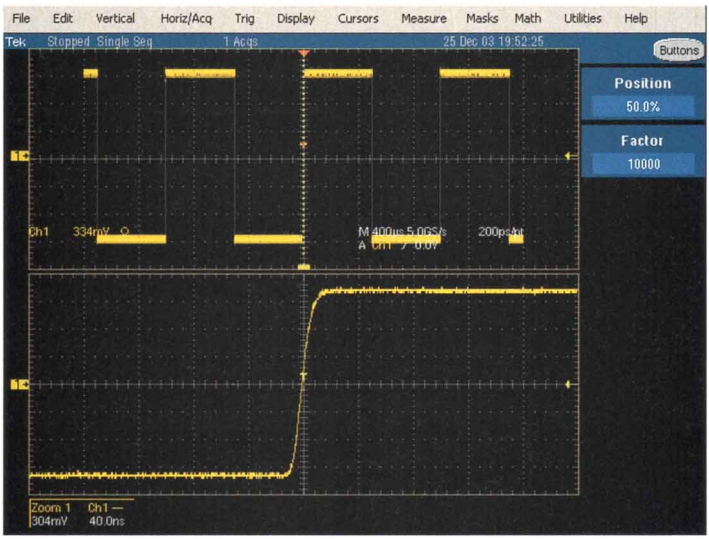
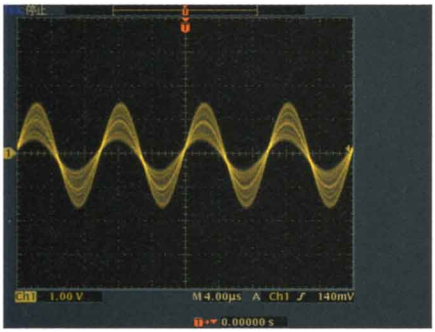


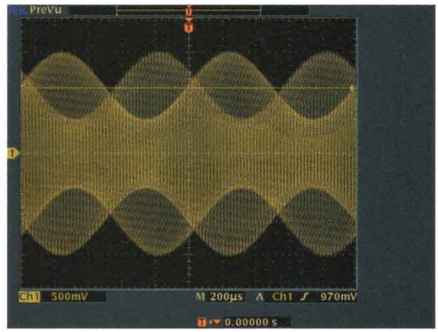
写真1－15　矩形波のサイン補間(f = 1 kHz，5 Gsps)

ようになります．このように，正弦波を直線補間で観測するには，入力周波数の10倍以上のサンプル・レートが必要になることがわかります．

次に，三角波，のこぎり波，矩形波についても観測してみましょう．



(a) Autoset機能を使用



(b) 通常のエッジ・トリガで観測

写真1-16　搬送波100 kHz，変調波1 kHzのAM変調波を表示した例

● 三角波の観測

三角波では，電圧の変曲点の周波数成分が高くなりますので，50 ksps程度のサンプル・レートが必要となります．

写真1-10，**写真1-11**はそれぞれ，1 kHzの三角波をサイン補間と直線補間で表示した例です．

● のこぎり波の観測

のこぎり波は，波形の立ち下がり部分の周波数成分が高くなりますので，測定対象をどこにするかで，必要となるサンプル・レートが大きく変わります．

のこぎり波全体の形を観測するには，それほど高速のサンプル・レートは必要ありませんが，立ち下がり時間を測定する場合は，高速のサンプル・レートが必要になります．

写真1-12は125 kspsで補足した波形で，画面下側の波形は立ち下がり部分の時間軸を拡大したものです．サンプル・レートが低いので，立ち下がり時間が正確に表現されていません．

写真1-13は5 Gspsで波形を捕捉しています．立ち下がり部分の波形がきれいに表現されています．

● 矩形波の観測

矩形波ものこぎり波と同じように立ち上がり，立ち下がり部分の周波数成分が高くなります．したがって，サンプル・レートの設定は，のこぎり波と同様になります．

写真1-14は直線補間，**写真1-15**はサイン補間での表示例です．

AM波とFM波を観測するには

● AM変調波の観測

変調波形を観測するには，トリガ設定に工夫が必要です．DSOのAutoset(オートセット)機能は非常に便利ですが，変調波形の場合は安定したトリガが得られません．

写真1-16(a)は，AM変調波をAutoset機能で表示したものですが，トリガは安定していません．

AM変調波を観測するには，変調波部分でトリガをかけなければなりませんが，通常のエッジ・トリガでは，搬送波にトリガがかかることが多いので，**写真1-16**(b)のようにダブル・トリガになってしまいます．

波形を止めて見る方法には，波形のピーク・レベルでトリガをかける方法や，トリ

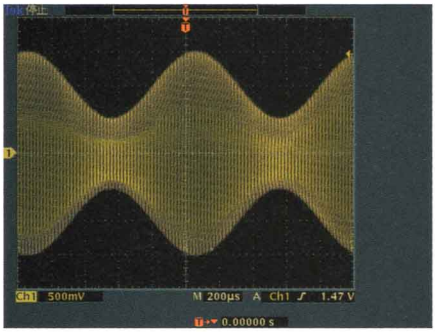


写真1-17　十ピーク・レベルでトリガをかけた例

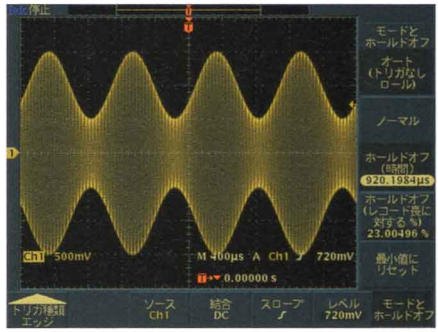
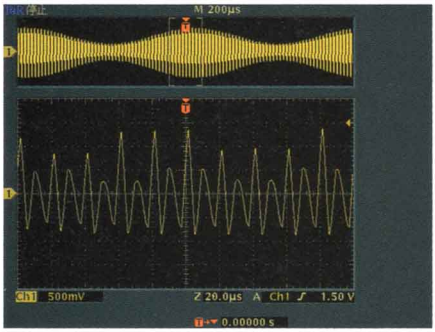
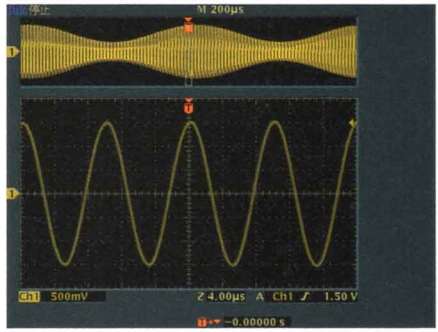


写真1-18　トリガ・ホールドオフ機能を使用した例



(a) サンプル・レートが遅いとき



(b) サンプル・レートが速いとき

写真1-19　搬送波周波数とサンプル・レート

ガ・ホールドオフ機能を使う方法などがあります．**写真1-17**と**写真1-18**は，この方法でトリガをかけた波形です．トリガ・ホールドオフの時間は，変調波の周期より少し短い程度に設定します．

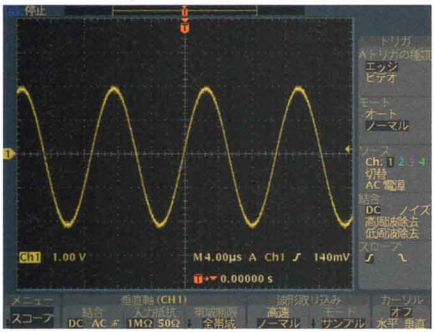
また，搬送波信号に比較して遅いサンプル・レートで波形を捕捉すると，搬送波信号をうまく再生できません．

写真1-19(a)は搬送波信号と比較してサンプル・レートが遅い場合，同(b)はサンプル・レートが十分に速い場合の波形です．サンプル・レートが速いときは，搬送波信号がきれいに表示されます．

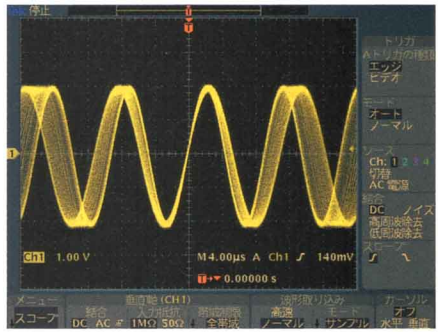
● FM変調波の観測

オシロスコープの画面上でFM変調波を見る場合，波形を連続して取り込んでいるときは残像として周波数偏移部分が観測できますが，ディジタル・フォスファ・オシロスコープ(DPO)機能のないオシロスコープでは，波形の取り込みを停止したとき，**写真1-20**(a)のように最後に取り込んだ波形だけが表示されることになります．DPO機能がある場合には同(b)のように表示されます．

DSOでFM変調波を観測し，画像保存する場合は，波形をエンベロープ機能で取り込んだり(**写真1-21**)，波形表示の重ね書き機能



(a) DSOでの表示



(b) DPOでの表示

写真1-20　取り込み停止時の表示

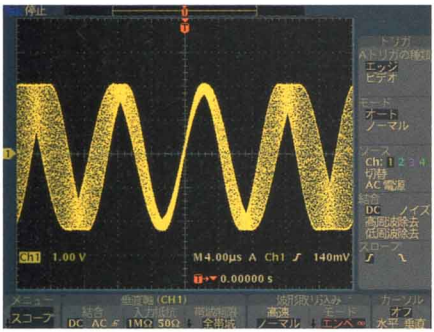


写真1-21　エンベロープでの表示波形

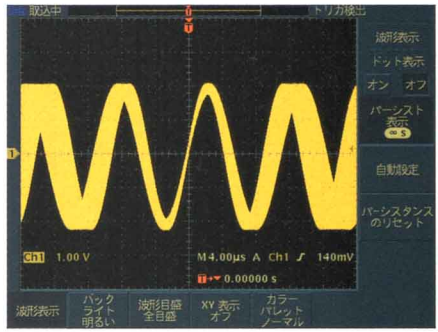


写真1-22　無限回の重ね書きでの表示波形

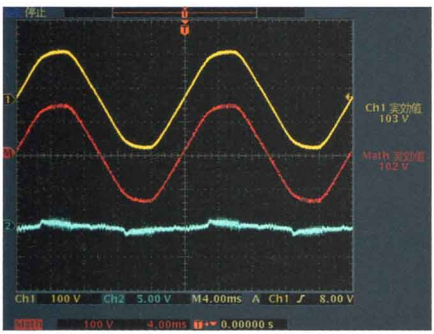


写真1-23　擬似差動測定した波形

MATH波形(赤色)＝ch1(黄色)－ch2(青)

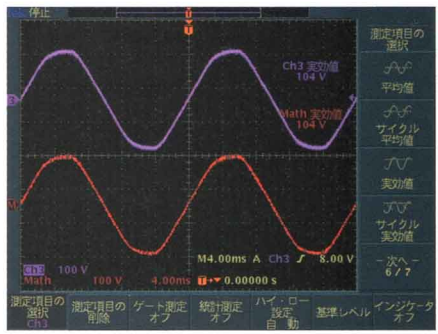


写真1-24　差動プローブと擬似差動波形の比較

差動プローブ：ch3，擬似差動波形：MATH(ch1－ch2)

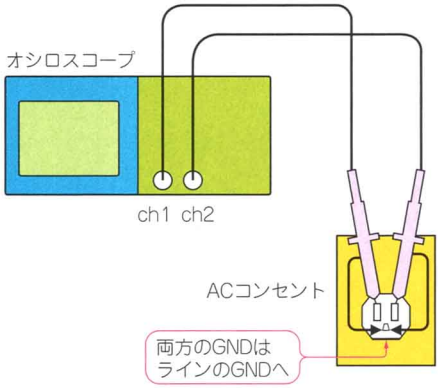


図1-1　AC電源を擬似差動測定する場合のプローブ接続

(**写真1-22**)を使うとうまく観測できます.

AC 100 Vを測定するには

● 注意

オシロスコープに3線式電源ケーブルが付属している場合は，安全のため必ず接地(グラウンド)を行ったうえで使用する必要があります．やむをえず3-2アダプタを使用して2線式電源に電源ケーブルを差し込む場合は，アース線を接地してください．この際，アダプタのアース線を電源端子にショートさせないように注意する必要があります．

通常，商用のAC 100 V電源は片側が0 V，もう片側が100 Vになっていますが，0 V側が完全に接地されていないことが多いようです．一般的なオシロスコープは，電源のGNDと筐体，そしてプローブのGNDが内部で接続されています．

このため，プローブのGNDを電源ラインに接続すると，感電事故などの原因になり，非常に危険です．AC電源ラインを観測するには，フローティング測定ができるオシロスコープ(テクトロニクス社のTHS700シリーズなど)を使用するか，差動測定の必要があります．

● 差動測定

差動測定には，プローブを2本使用してオシロスコープの演算機能(MATH = ch1 − ch2)を使う擬似差動測定と，差動プローブを使う差動測定があります．プローブの特性を正確にそろえるのが難しい擬似差動測定よりも，差動プローブを使用するほうが正確な波形測定が行えます．

図1-1は，AC電源を擬似差動測定する場合のプローブ接続図です．

写真1-23に擬似差動測定によるAC100 Vの波形表示例を示します．ch1の値からch2の値を引き算した値の波形が，赤色のラインで表示されています．差動プローブを使用した場合との比較を**写真1-24**に示します．

◆参考文献◆

(1) http://www.tektronix.co.jp/

第2章
オーディオ回路の測定

CDのジッタ測定

ここでは，オーディオCDを再生したときに発生するジッタ(jitter)を，オシロスコープを使って観測/測定する方法の概要を説明します．

● RF信号の観測

CDプレーヤの機構部分の構造図を**図2-1**に示します．

また，RF信号の波形例を**写真2-1**に示します．CDの場合，RF信号は，**図2-2**に示すようにTをクロック周期とする$3T$から$11T$のパルスとして表れます．

● オシロスコープとソフトウェアを使う

通常，CDプレーヤにはRF信号，それを2値化してディジタル信号にした信号，さらにそれからPLL回路で抽出されたクロック信号が存在します．これらの信号が出力されている部分を基板上で見つけ出し，オシロスコープで波形観測することにより，ジッタの概要を知ることはできます．

しかし，定量的な数値データとして得るためには，ジッタ・メータのような専用の計測器が必要です．ところが，ディジタル・フォスファ・オシロスコープ(DPO)と光ディスク解析ソフトウェアを使うことにより，ジッタのようなタイミング測定だけでなくECM(欧州電子計算機工業会)規格で規定されている，以下の項目の定量的な測定が可能となります．

(1)振幅測定(振幅レベル，シンメトリ)
(2)変調度測定
(3)タイミング測定(タイミング・ジッタ，クロック・ジッタ，データ対クロック位相シフト)

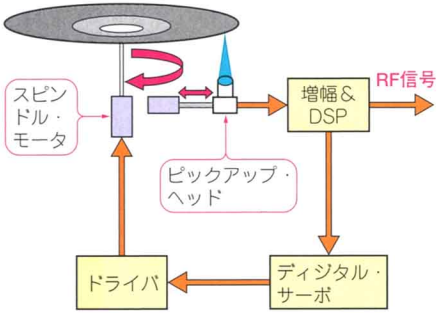


図2-1　CDの機構部分

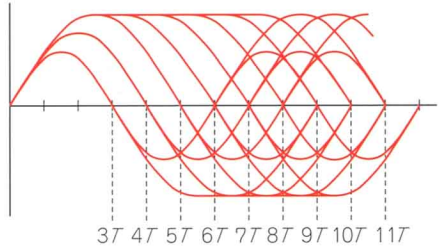


図2-2　CDのRF信号の理想的なアイ・パターン

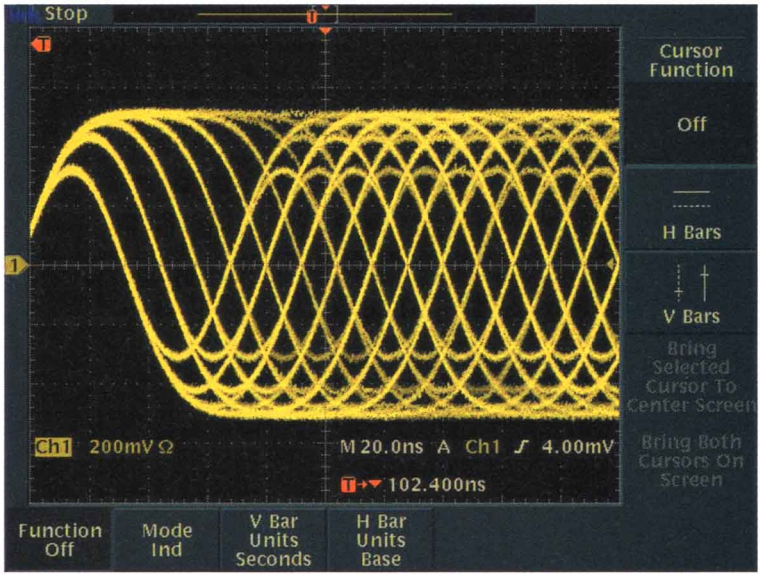


写真2-1　RF信号のアイ・パターン表示

この光ディスク解析ソフトウェアの処理ブロックは**写真2-2**に示すように構成されており，入力されたRF信号から2値化した信号を作り出し，さらにクロックを抽出するための機能がソフトウェア的に実現されています．したがって，ソフトウェア的に抽出されたクロックと，データ信号とのエッジの位相差の解析/測定が行えます．また，RF信号とは別にクロック信号を入力することにより，そのクロックのジッタを直接，解析/測定することも可能です．

写真2-3に，この光ディスク解析ソフトウェアを使ってRF信号のタイミング・ジッタ(RF信号の各エッジのジッタ)の測定結果をヒ

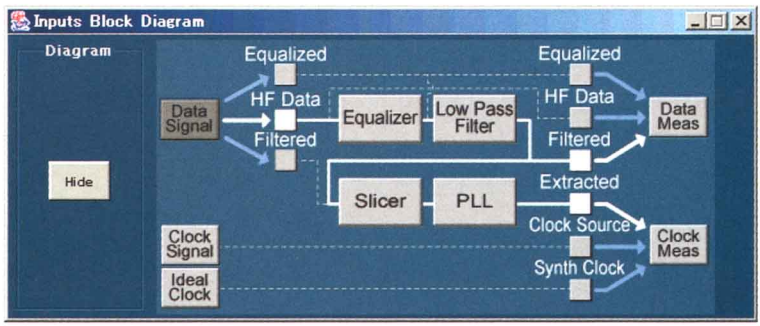


写真2-2　光ディスク解析ソフトウェアの処理ブロック図

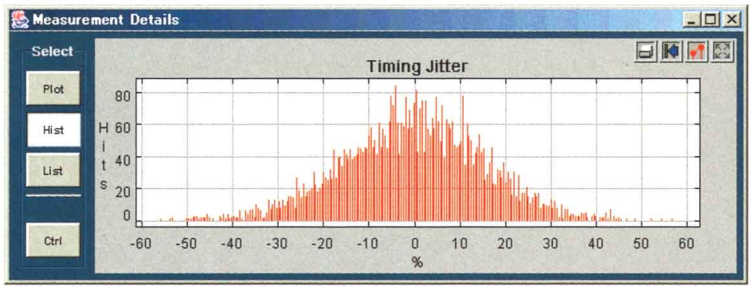


写真2-3　タイミング・ジッタ測定結果例

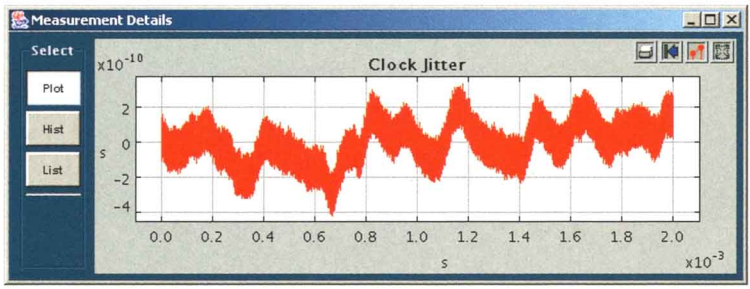


写真2-4　クロック・ジッタの時間変移表示例

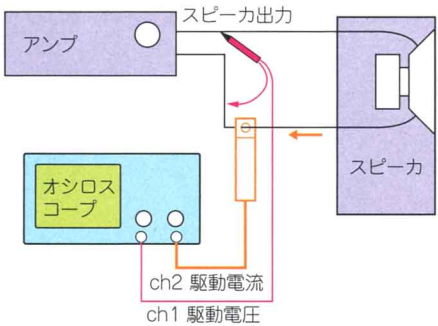


図2-3　プローブの接続方法

ストグラム表示した例を示します．

また，クロック・ジッタも**写真2-4**に示すように，時間経過における変化状況を測定して表示することもできます．

スピーカ・システムのインピーダンス測定

スピーカ・ユニットは周波数インピーダンス特性をもっており，仕様書に記載されています．しかし，インピーダンス特性は組み合わせるキャビネットによって大きく変化します．このため，スピーカ・システムの特性はインピーダンス特性を測定することによって評価することができます．

ここでは，ディジタル・オシロスコープ(DSO)の波形データをパソコンのソフトウェアExcelで処理し，スピーカ・システムのインピーダンスを測定する方法を紹介します．

信号には，20 Hz～20 kHzを50秒でログ・スイープする正弦波を使用します．この信号をオーディオ・アンプで増幅し，被測定スピ

時間	電圧[V]	電流[A]min	電流振幅	インピーダンス	周波数
0	0.8	−0.0432	0.0876	9.13	20.0
0.2	0.8	0.0444	0.0844	9.48	20.6
0.4	0.8	−0.04	0.08	10.00	21.1
0.6	0.8	0.04	0.0772	10.36	21.7
0.8	0.8	−0.0372	0.074	10.81	22.3
27.8	0.8	0.0588	0.116	6.90	931.2
28	0.8	−0.0572	0.1152	6.94	957.3
28.2	0.8	0.058	0.114	7.02	984.1
28.4	0.8	−0.056	0.1132	7.07	1011.6
49	0.8	0.032	0.062	12.90	17419.3
49.2	0.8	−0.03	0.062	12.90	17907.3
49.4	0.8	0.032	0.06	13.33	18409.0
49.6	0.8	−0.028	0.0576	13.89	18924.7
49.8	0.8	0.0296	0.0404	19.80	19454.9

図2-4　インピーダンスを計算するExcelシート

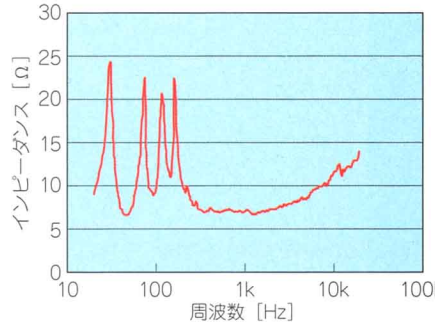


図2-5　Excelで作成したグラフ

ーカ・システムを駆動します．**図2-3**に示すように，この駆動電圧波形を電圧プローブで，駆動電流を電流プローブで測定します．この信号は50秒かけて20 Hz～20 kHzまでスイープします．最高周波数20 kHzの正弦波をサンプリングするには，50 ksps以上のサンプリング速度が求められます(サイン補間の場合)．そのために必要な波形メモリは2.5 Mポイントにもなります．また，Excelなどでは処理は困難です．

そのため，オシロスコープのサンプリング速度は5 sps(時間軸：10 s/div.，メモリ長：500ポイント)とし，またピーク検出機能を併用することで，電圧と電流値の最大値/最小値を測定して処理します．実際には，電圧値は定電圧駆動のため一定とみなせるので，電流値を測定します．

電流測定値はピーク・ディテクト・モードの場合，各サンプリング期間の最小値を$min(n)$，最大値を$max(n)$とすると，

$min(1)$：$max(1)$：
$min(2)$：$max(2)$：
⋮
$min(n)$：$max(n)$

という順番で波形メモリに記録されています．そのため，電流振幅I_nは，

$$I_n = max(n) - min(n)$$

として計算できます．

インピーダンスZは次の計算式で求まります．

$$Z = \frac{V_{drv}}{I_n}$$

V_{drv}：駆動電圧［V］
I_n：電流振幅［A］

グラフを作成するために，各測定点での周波数を換算します．スイープ波形は20 Hz～20 kHzまで50秒でログ・スイープしますので，ある時間tにおける周波数は，

$$f = \frac{20 \times 10^3}{50 \times t} \text{ [Hz]}$$

で算出できます．

低域にホーンを使ったスピーカ・システムの測定例を示します．Excelシートは**図2-4**のように作成できます．

インピーダンス特性図は，**図2-5**のように周波数とインピーダンス値をプロットすることで作成できます．ホーン・スピーカ特有のピークとディップがわかります．

第3章 ビデオ回路の測定

ビデオ信号の測定について解説する前に，測定に必要なオシロスコープの仕様と機能について説明します．

オシロスコープの必要条件

● 周波数帯域

オシロスコープの性能は，いくつかの基本的な仕様で示されています．そのなかでもっとも基本的な仕様が周波数帯域です．信号を正確に表示するには，一般に信号帯域の少なくとも5倍の帯域をもつオシロスコープが必要です．

ビデオ信号の帯域は，NTSCで6 MHz，HDTVで30 MHzですので，NTSCを測定する場合は30 MHz，HDTVを測定する場合は150 MHz以上の周波数帯域をもつオシロスコープを使用します．

● サンプル・レート

サンプル・レートはsamples per second (sps)で表し，ディジタル・ストレージ・オシロスコープ(DSO)が信号をサンプリングする速度を示します．理論上，サンプル・レートは信号帯域の少なくとも2倍でなければなりません．

実際のサンプル・レートは，サイン補間で表示するときは信号帯域の4～5倍，直線補間で表示するときは信号帯域の10倍以上にする必要があります(第1章参照)．

このため，NTSCの場合はサイン補間で30 Msps，直線補間で60 Msps，HDTVの場合はサイン補間で150 Msps，直線補間で300 Msps以上のサンプル・レートが必要になります．

● レコード長

DSOのレコード長は，オシロスコープが取り込むサンプル・ポイント数を示します．

(レコード長÷サンプル・レート)が，波形メモリに記録できる信号の時間長になります．NTSCでは，1水平ラインの時間長は63.6 μsなので，例えば50 Mspsのサンプル・レートで1水平ラインぶんの波形を取り込むには，3200ポイント以上のレコード長が必要です．

● 波形取り込み速度

ビデオ信号などの，時間に伴う変化を監視するには，信号を繰り返し取り込んで表示しなければなりません．残念ながら，従来のDSOは，アナログ・オシロスコープほど速い繰り返しで波形を取り込めませんでした．

信号の変化を確実に捉えるには，オシロスコープの波形取り込み速度(波形数/秒)に注目する必要があります．例えば，NTSCのライン周波数は15.75 kHzなので，すべてのラインを観測する場合は，1秒間に15000波形以上を取り込む必要があります．

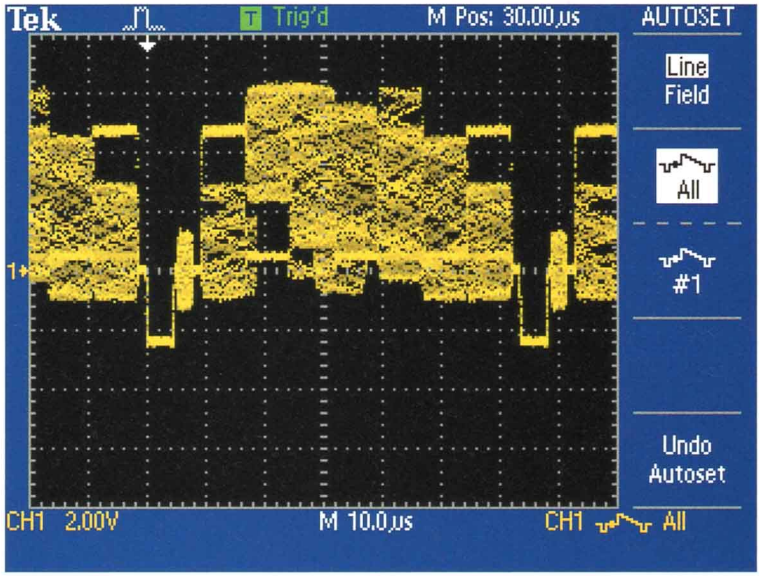


写真3-1　従来のディジタル・ストレージ・オシロスコープによる波形表示

● 波形表示モード

ビデオ信号の波形を観測する際に重要になる波形表示機能が，グレー・スケール表示です．グレー・スケール表示は，アナログ・オシロスコープや波形モニタでは通常の機能で，輝度を変化させることによって，信号の動作を統計的に表示します．頻繁に発生する信号は明るく表示され，比較的頻度の低い細部は暗く表示されます．

ビデオ信号は輝度や色，同期などさまざまな情報を組み合わせた複雑な波形になっています．波形の微妙な細部と変動を目で判読するには，このグレー・スケール表示が不可欠です．

DSOの多くは，グレー・スケール表示機能を備えていても，ビデオ信号を正確に表現するのに十分なデータを取り込めません(**写真3-1**)．ディジタル・フォスファ・オシロスコープ(DPO)では，補正に特別なアクイジション・モードと表示モードを採用しているので，アナログ・オシロスコープ並みの表示が行えます(**写真3-2**)．

ビデオ信号の入力方法

NTSCのようなビデオ信号の波形をオシロスコープで観測する場合，受動プローブで信号を入力する場合とは異なり，いくつかの注意点があります．ここでは，ビデオ信号をオシロスコープに入力する方法を説明します．

● 75Ωターミネーション(終端)

TVチューナやDVDプレーヤ，VTRなどビデオ機器のほとんどは，出力インピーダンスが75Ωになっています．しかも，75Ωで終端したときに受信側の全振幅が1 V_{p-p}になるように規定されています．このため，オシロスコープに正しくビデオ信号を入力しないと正

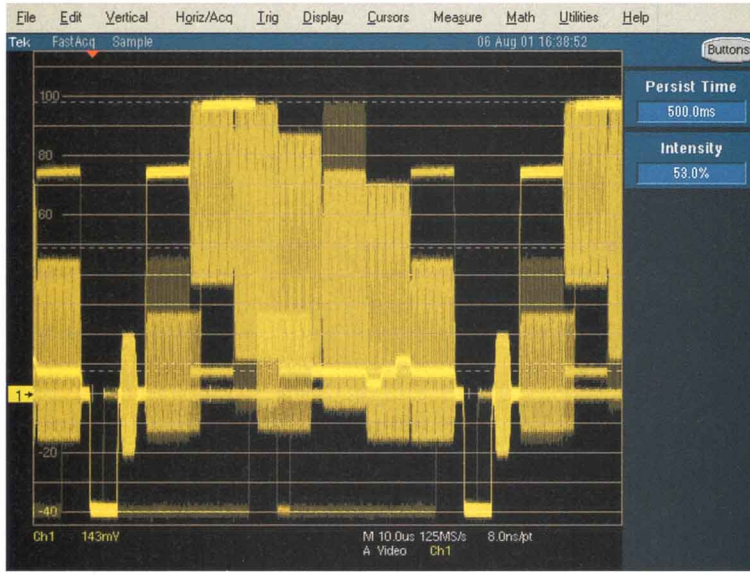


写真3-2　ディジタル・フォスファ・オシロスコープ(DPO)による波形表示

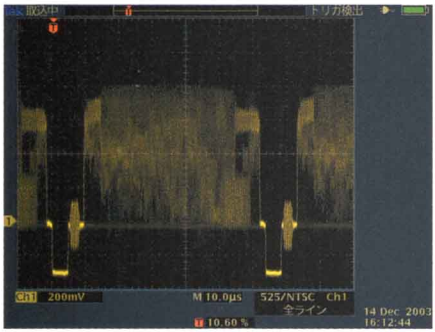


写真3-3　75Ωで正しく終端したときの波形

写真3-4　終端しないときの波形(振幅が2倍になる)

確な波形観測は行えません．

例えば，75Ωで終端しないでビデオ信号を入力すると，オシロスコープの入力抵抗は通常1MΩなので，振幅が2倍になって表示されます．75Ωで正しく終端したときの波形を**写真3-3**に，終端しないときの波形を**写真3-4**に示します．

低い周波数では，波形の正確さは終端に使用する抵抗の精度で決まります．高い周波数では，接続に使用する同軸ケーブルと終端に使用する抵抗は75Ωに統一しなければなりません．この場合，終端のインピーダンスには，無視できるほど小さいリアクタンスしかない，正確な抵抗が必要です．計測専用の75Ωター

(a) 通過型　　(b) プラグ型

写真3-5　75Ωターミネータ(テクトロニクス社)
通過型(a)とプラグ型(b)の2種類がある．プラグ型を使用する場合はT形コネクタが必要

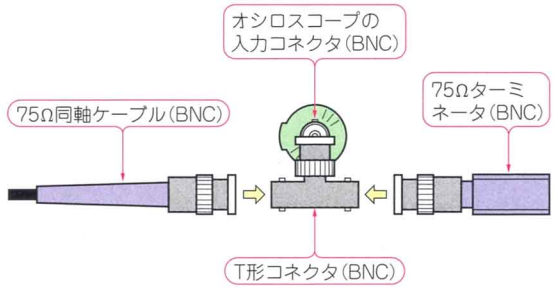


図3-1　75Ω同軸ケーブルと75Ωターミネータの取り付け方法

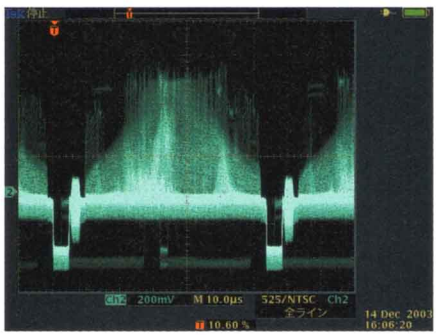


写真3-6　低周波ハムによる影響
信号が上下に変動しているため，波形が太く写っている(重ね書き表示モードを使用)

ミネータが計測器メーカで用意されています(**写真3-5**)．

図3-1に，75Ω同軸ケーブルと75Ωターミネータをオシロスコープの入力コネクタ(BNCコネクタ)に取り付ける方法を示します．

また，家電製品の出力端子はBNCでなく，RCAピンが多いので，家電製品のビデオ信号を測定する場合はRCAピン-BNC変換アダプタが別に必要になります．

● ビデオ・クランプ

ビデオ信号の測定で発生する一般的な信号異常の一つは，AC電源回路から発生する低周波ハムです．このハムをビデオ信号から除去しないと，**写真3-6**のように波形表示が上下に変動し，トリガ・ポイントが変化する可能性があります．

ACハムと信号のDCオフセットを除去してビデオ信号の波形を安定して観測する手段に，「ビデオ・クランプ」があります．ビデオ信号がAC結合されている場合は，平均画像レベル(APL；Average Picture Level)を変化させる原因になる低周波変動もクランプが除去しま

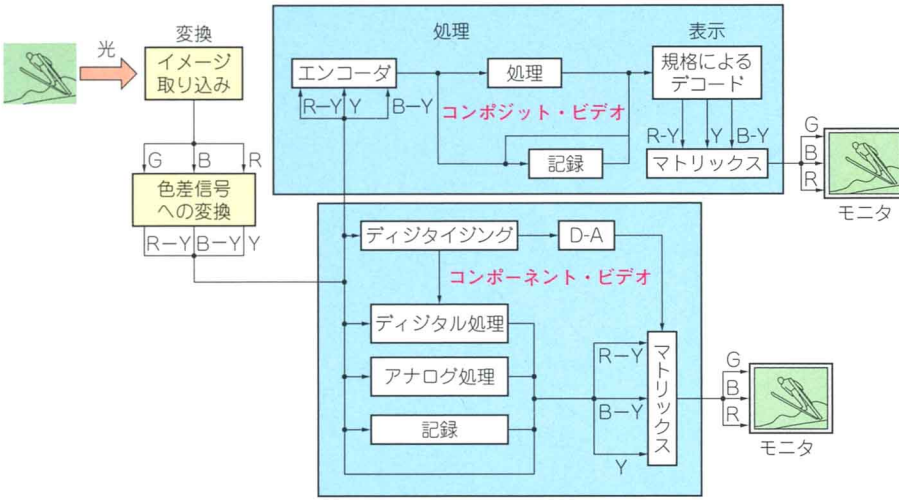


図3-2　一般的なビデオ・システムの構成

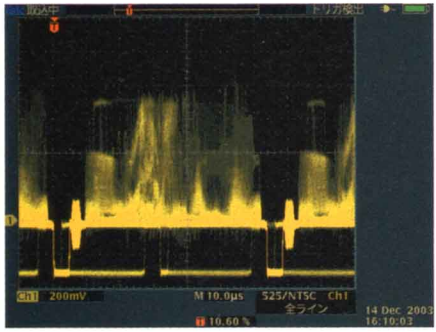


写真3-7　ビデオ・クランプの効果
低周波ハムが除去され，波形が安定して観測できる

す(**写真3-7**).

ビデオ・クランプはオシロスコープの入力コネクタ部に取り付けるアダプタで，ビデオ信号のプリプロセッサの役割を果たします.

ビデオ・クランプはNTSC，PAL，HDTVなど，あらゆるビデオ信号のバック・ポーチでクランプします．さらに，ビデオ・クランプはフラットな周波数特性を提供するので，正確なビデオ測定が行えます.

ビデオ・トリガ機能

● ビデオの同期信号

実際のビデオ信号を詳しく見てみましょう．**図3-2**に一般的なビデオ・システムのブロック構成を示します．映像を再生するために，カメラと受像機は両方とも水平方向と垂直方向に走査されます．画面上の水平ラインは，インターレース方式で，最初に奇数番のライン，そのあとに偶数番のラインが交互に走査されます．垂直走査のそれぞれはフィールドと呼ばれ，2フィールドで1フレームを構成します(**図3-3**).

カメラと受像機の両方が，映像の同じ箇所を同時に走査するように，同期していなければなりません．この同期は，水平同期パルスで行われます．水平同期パルスで水平方向の走査が始まり，電子ビームは画面の左端から右側に向かって移動します．電子ビームが画

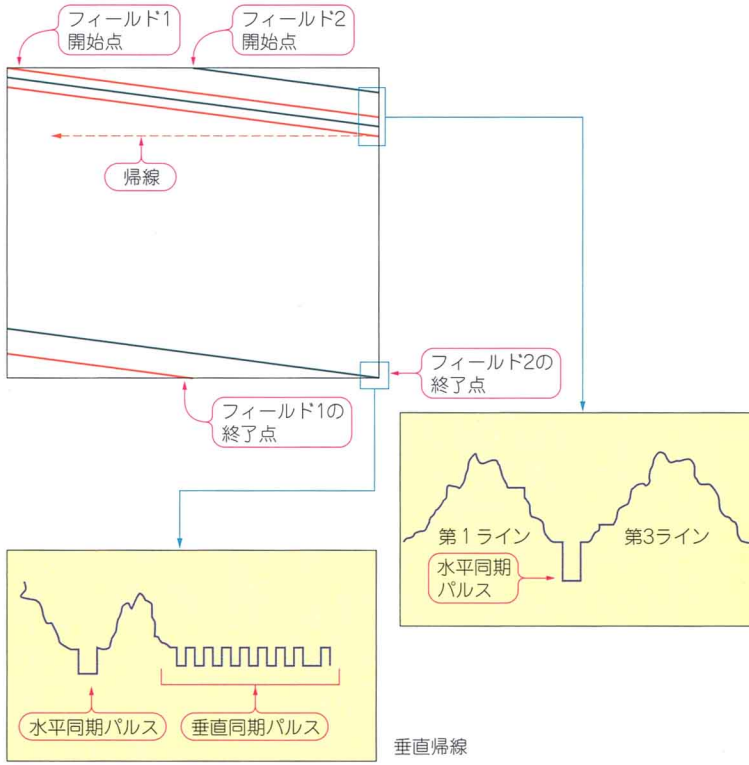


図3-3　映像の再生と同期信号の関係

面の右端に達すると，画面の左側に戻り，次の水平同期パルスで次のラインの走査が始まります．電子ビームが右端から左端に戻る期間を水平ブランキング期間(水平帰線期間)と呼び，その間は映像は表示されません．

電子ビームが画面の最下部に到達したら，次のフィールドを開始するために最上部に戻る必要があります．これは垂直ブランキング期間(垂直帰線期間)と呼ばれ，垂直同期パルスがその信号を出します．垂直帰線は，水平帰線よりはるかに時間がかかるため，より長い垂直ブランキング期間を要します．水平または垂直のブランキング期間の間，画面には何も表示されません．同期信号の構造を**図3-4**に示します．

各ビデオ信号の規格は，表示方法を制御する同期信号を独自に定義しています．NTSCではフレームを1秒間に30回表示し，ラインは525本です．

一部の高解像度コンピュータのモニタは，1秒間に72回のフレーム・レートで1000ライン以上を表示します．コンポーネント信号では，RGBまたはYPbPrの3チャネルとは別に同期信号用のチャネルがある場合と，GまたはYチャネルに同期信号が重畳されている場合があります．

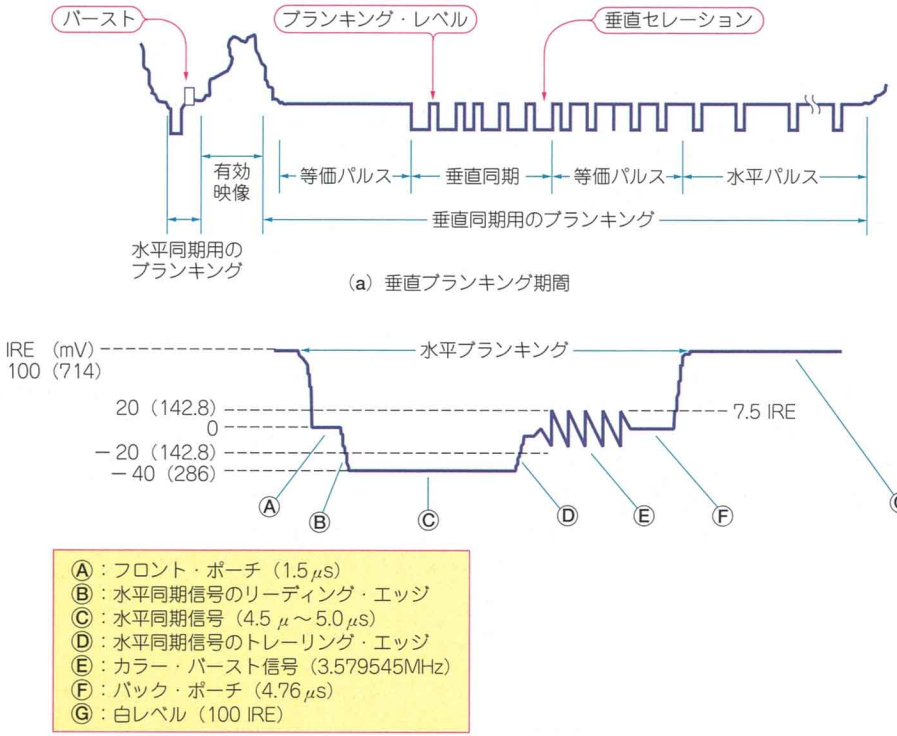


図3-4　垂直同期信号と水平同期信号

● ビデオ・トリガ機能

ビデオ信号の波形を観測するための最初のステップは，安定した波形を得ることです．信号を取り込んで測定できるようにするには，まずビデオ信号でオシロスコープをトリガする必要があります．

通常の波形観測に使用するエッジ・トリガでビデオ信号を観測する場合は，スロープをマイナスにして，レベルを同期パルスに合わせます(**写真3-8**)．しかし，ビデオ信号には，垂直/水平の2種類の同期パルスがあり，どの同期パルスでトリガが生じるかわかりません．また，ビデオ信号に低周波ハムがある場合は，信号が上下に変動し，ビデオ・クランプがないとトリガが別の場所で生じてしまい，波形表示は不安定になります(**写真3-9**)．

ビデオ信号の観測には，「ビデオ・トリガ」が最適です．ビデオ・トリガは，入力されたビデオ信号から垂直同期と水平同期を分離してトリガをかけるので，常に安定したトリガが得られます．

ビデオ・トリガには，垂直同期でトリガをかける「フィールド」と水平同期でトリガをかける「ライン」の2種類があります(**写真3-10**)．さらに，指定した特定の水平ラインでトリガをかけられるライン選択機能(**写真3-11**)

写真3-8　エッジ・トリガによる波形表示

エッジ・トリガではどの同期パルスでトリガが生じるかわからない

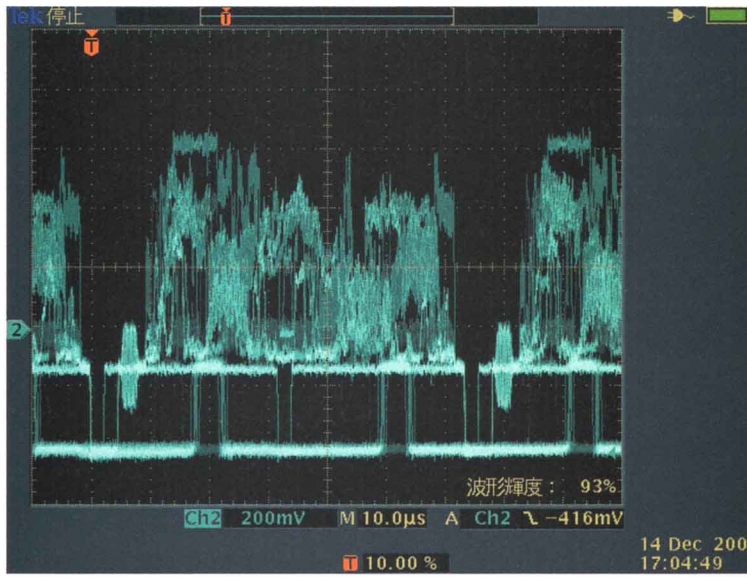
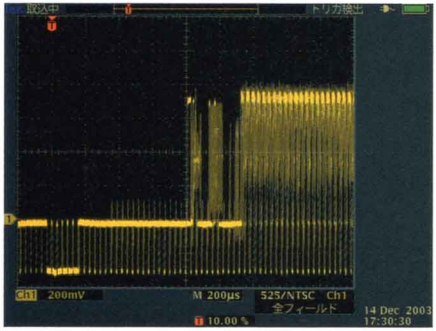
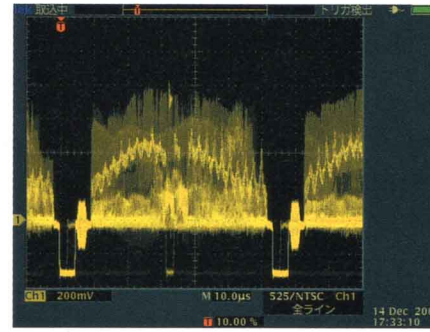


写真3-9　低周波ハムがあるときのエッジ・トリガ

トリガが不安定になる



(a) 全フィールドを選択すると垂直同期でトリガがかかる



(b) 全ラインを選択すると水平同期でトリガがかかる

写真3-10　ビデオ・トリガの例

を備えた機種や，NTSCだけでなく，PALやHDTV，パソコンのモニタのような，そのほかのビデオ信号に対応したビデオ・トリガを備えている機種もあります．

水平同期パルスの測定

ここでは，水平同期パルスの振幅，パルス幅，立ち上がり時間，カラー・バー振幅の測定を例に，オシロスコープを使用したビデオ信号測定を説明します．

図3-5に，NTSCの水平同期パルスのレベルと時間を示します．

● 水平同期パルスの振幅測定

ビデオ・トリガの全ラインでトリガをかけ，垂直感度を50 mV/div.，時間軸を1 μs/div.に設定して，水平同期パルスを拡大して表示します．水平または電圧カーソルを使用して，水平同期パルスの振幅を測定します．ビデオ信号が正しければ，結果は286 mVになるはずです(**写真3-12**)．

オシロスコープに自動測定機能がある場合は，もっと簡単に測定できます．垂直カーソルで測定範囲を指定して，振幅測定を実行します．ノイズが多い場合は，アクイジション・モードを「アベレージング」に変更して，ノイズを除去して測定します．

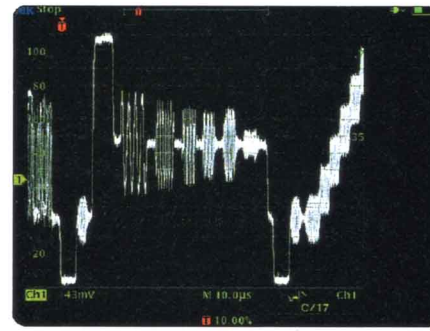


写真3-11　ライン選択の例
ライン選択を選択すると特定の水平ラインでトリガできる

● 水平同期パルスのパルス幅測定

水平同期パルスのパルス幅は，垂直または時間カーソルを表示し，一方を立ち下がりの50％点，もう一方を立ち上がりの50％点に合わせて測定します．ビデオ信号が正しければ，結果は4.7 μsになるはずです(**写真3-13**)．

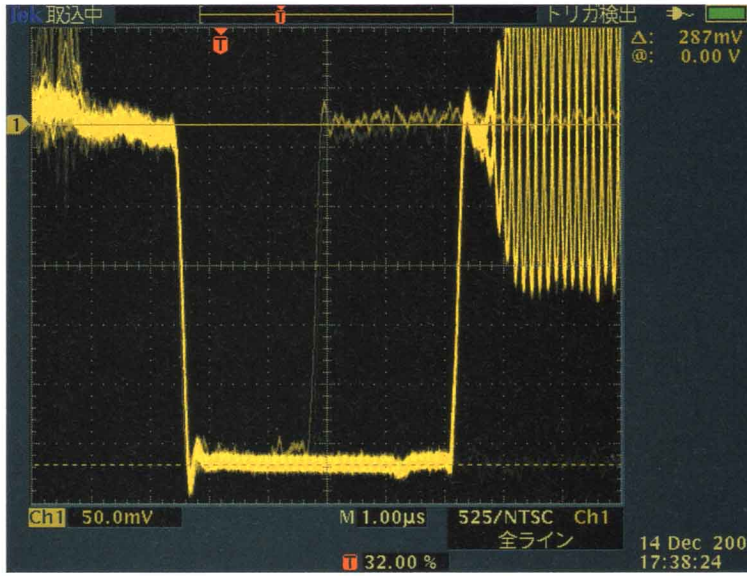


写真3-12　水平同期パルスの振幅の測定例

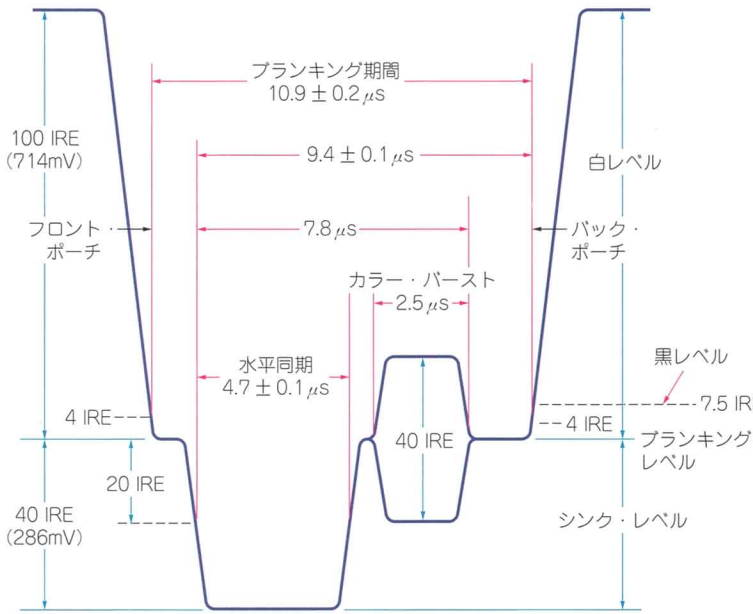


図3-5　水平同期パルスのレベルと時間(NTSC)

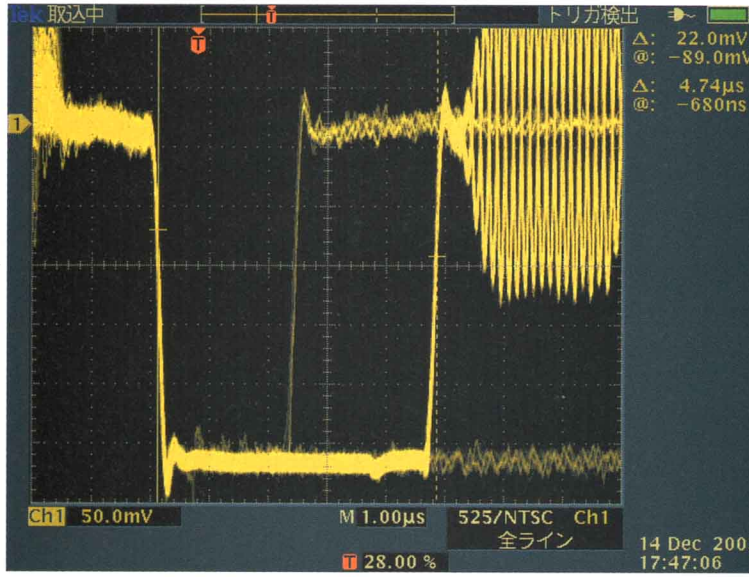


写真3−13　水平同期パルスのパルス幅の測定例

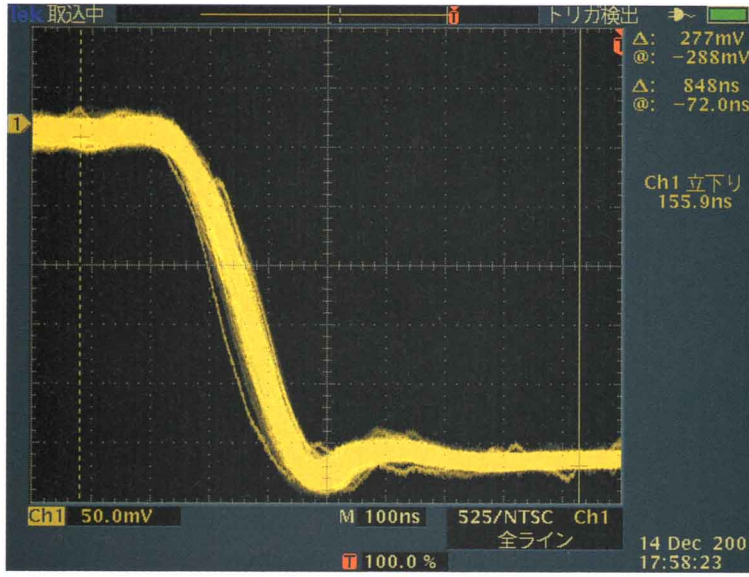


写真3−14　水平同期パルスの立ち下がり時間の測定例

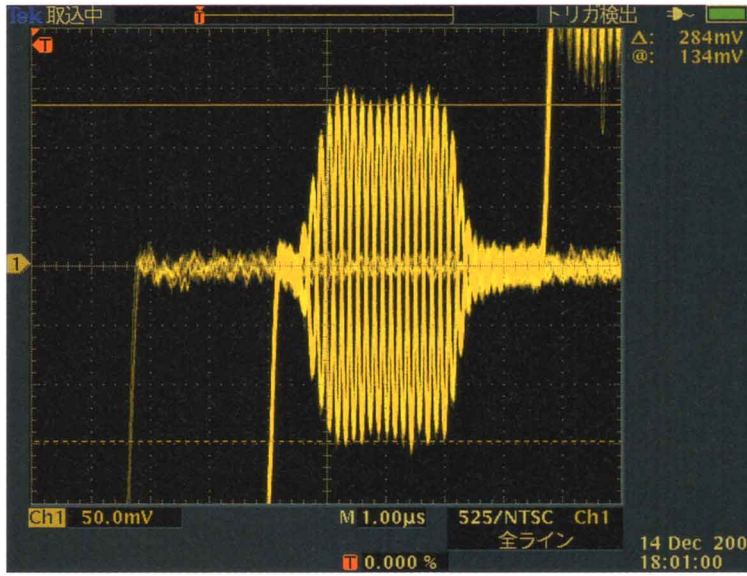


写真3-15　カラー・バースト振幅の測定例

この測定にも自動測定機能が使用できます．

● 水平同期パルスの立ち下がり時間測定

パルスの立ち下がり時間をできるだけ正確に測定するには，立ち下がり部分を画面いっぱいに表示する必要があります．**写真3-14**の例では，時間軸を100 ns/div.に設定して立ち下がり部分を拡大しています．

パルス幅の測定と同様に，カーソルの一方を10％点，もう一方を90％点に合わせて測定します．ビデオ信号が正しければ，結果は140 nsになるはずです．**写真3-14**では，オシロスコープの自動測定機能を使用して立ち下がり時間を自動測定しています．

● カラー・バースト振幅の測定

カラー・バーストは正弦波なので，振幅を正確に測定するには，波形を拡大するだけでなく，ピークを確実に捉えるようにアクイジション・モードを変更する必要があります．

カラー・バーストを拡大して表示したあと，アクイジション・モードを「ピーク・ディテクト・モード」に変更します．ピーク・ディテクト・モードは，波形の最小値と最大値を取り込んで表示するので，正弦波のピークを確実に捉えられます．

あとは同期パルスと同様に，水平または電圧カーソルでカラー・バーストの振幅を測定します．ビデオ信号が正常であれば，カラー・バースト振幅は286 mV_{p-p}になるはずです(**写真3-15**)．

● ノイズの測定

ビデオ信号のノイズは，各規格で測定方法が厳密に規定されていて，専用のフィルタなどが必要となりますので，本来はオシロスコープで測定できません．ここでは，目安としてのノイズ測定について説明します．

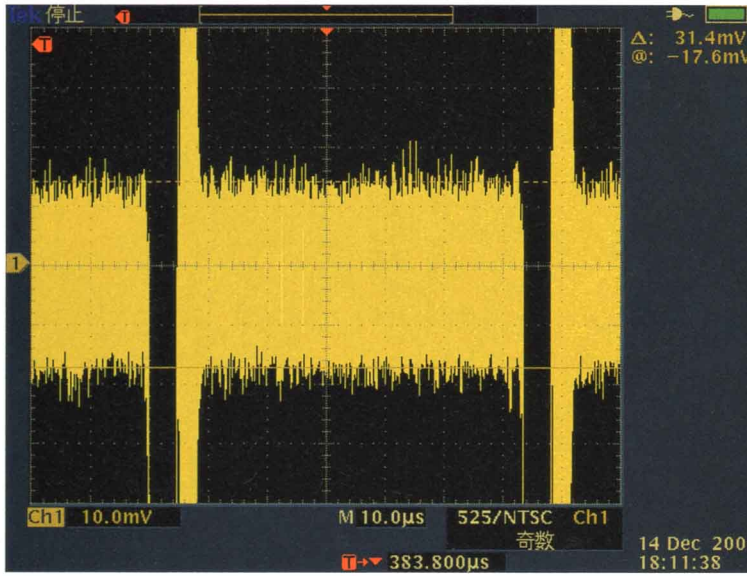


写真3-16　ノイズの測定例

波形だけでは映像信号とノイズの見分けがつかないので，ノイズを測定するときは映像信号のない水平ラインを表示します．1ライン全体が表示されるように，時間軸を10 μs/div.に設定し，ビデオ・トリガをライン選択にします．ライン番号を変更しながら，映像信号のないラインを探します．

垂直ブランキング期間には，映像信号が含まれていないので，ノイズ測定には最適です．ただし，TV放送をチューナで受信したビデオ信号の垂直ブランキング期間には，保守/管理用の信号が含まれていることがあるので注意してください．ライン選択機能を備えていないオシロスコープの場合は，**写真3-16**のように，ビデオ・トリガの「フィールド」を選択し，遅延掃引を使用して，垂直ブランキング期間の映像信号が含まれていない水平ラインを表示します．

ノイズを正確に測定できるように，垂直方向に波形を拡大して表示します．さらに，ノイズのピークを累計して確実に捉えられるように，アクイジション・モードを「エンベロープ」に変更します．エンベロープ・モードでは，波形の最小値と最大値を累計して表示します．十分にノイズのピークを捉えたあと，水平または電圧カーソルでノイズの振幅を測定します．

波形モニタとベクトル・スコープの必要性

● 波形モニタの必要性

ビデオ信号は，放送した際にほかのチャネルに妨害を及ぼさないように周波数帯域が厳密に制限されています．ノイズや非直線性，波形ひずみなどの測定は，各種規格でその測定方法や周波数帯域などが詳細に規定されています．

このようなビデオ信号の測定には，波形モ

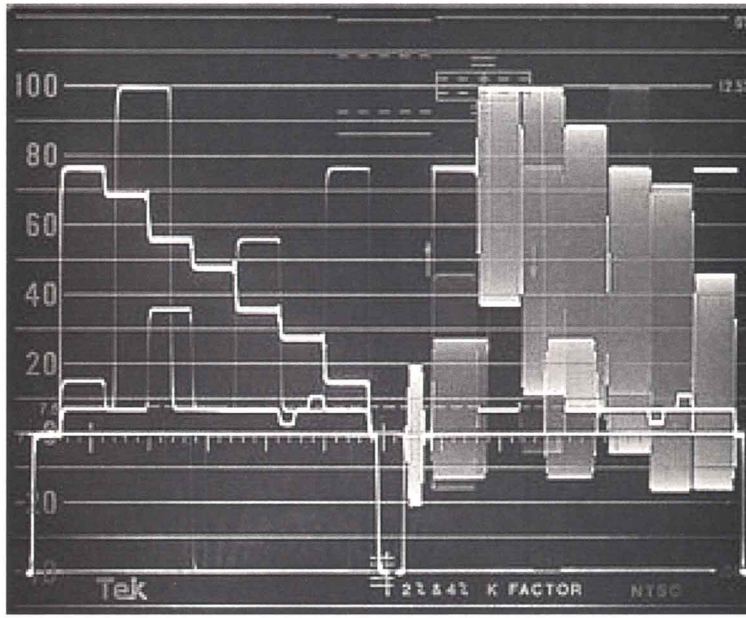


写真3-18　波形モニタの表示

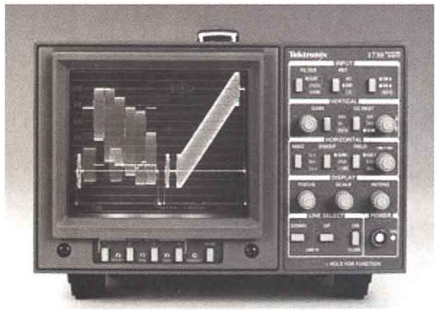


写真3-17　波形モニタ(テクトロニクス社，1730型)

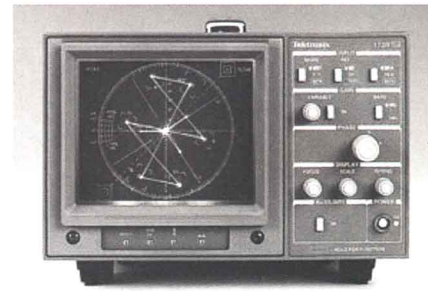


写真3-19　ベクトル・スコープ(テクトロニクス社，1720型)

ニタ(**写真3-17**)が適しています．オシロスコープは，プローブ接続を要するビデオ回路の動作確認や，広帯域のビデオ信号測定に使用されます．

波形モニタは，原理的にはアナログ・オシロスコープとほぼ同じです．ビデオ信号を入力するだけで，ただちに波形が表示されるように，垂直感度や時間軸がビデオ信号専用になっているだけでなく，周波数特性もビデオ信号と一致するように設計されています．波

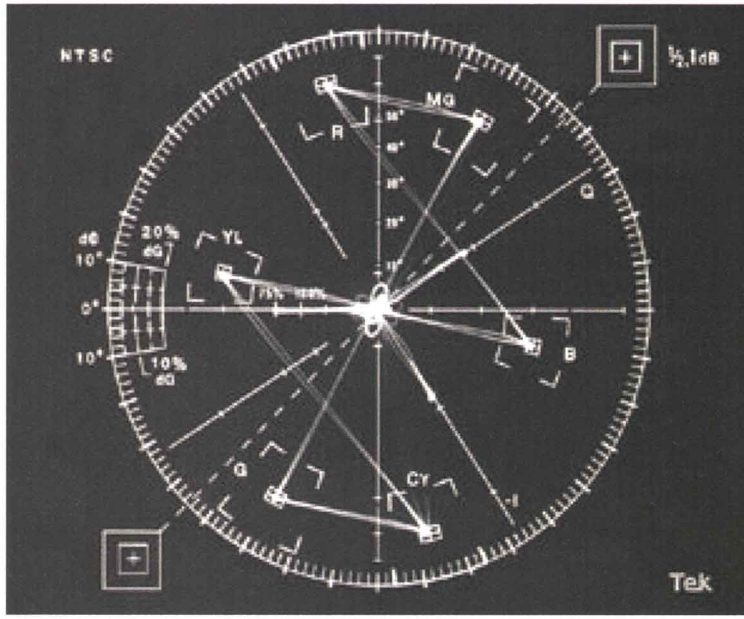


写真3-20　ベクトル・スコープの表示

形モニタの表示例を**写真3-18**に示します．

● ベクトル・スコープの必要性

ビデオ信号には輝度情報と色情報が複雑に多重化されています．輝度情報は信号レベルなのでオシロスコープでも測定できますが，色情報は副搬送波(カラー・サブキャリア)で直交変調されているため，オシロスコープでは測定できません．

ベクトル・スコープは，ビデオ信号の色情報を測定するために開発された計測器です(**写真3-19**)．入力されたビデオ信号から色情報を分離し，復調してベクトルで表示します．ベクトルの角度は色相，ベクトルの大きさは彩度を表します．位相が45°ずれると，まったく違う色で映像が表示されますが，これを時間で考えると，わずか70 nsにしかすぎません．これをオシロスコープで測定するには，非常に高性能な機種が必要となります．ベクトル・スコープの表示例を**写真3-20**に示します．

第4章
電源回路の測定

この章では，主に電力系のスイッチング回路を測定する場合について解説します．

電源測定における スキューの影響

スイッチング電源やインバータなどで使わ

プローブで取り込んだドレイン-ソース間電圧波形と，DC/AC電流プローブで取り込んだドレイン電流波形の積が，デバイスによって消費される瞬時電力波形になります．

最近のスイッチング周波数は数百kHz，立ち上がり時間は数十nsと高速化が進んでいま

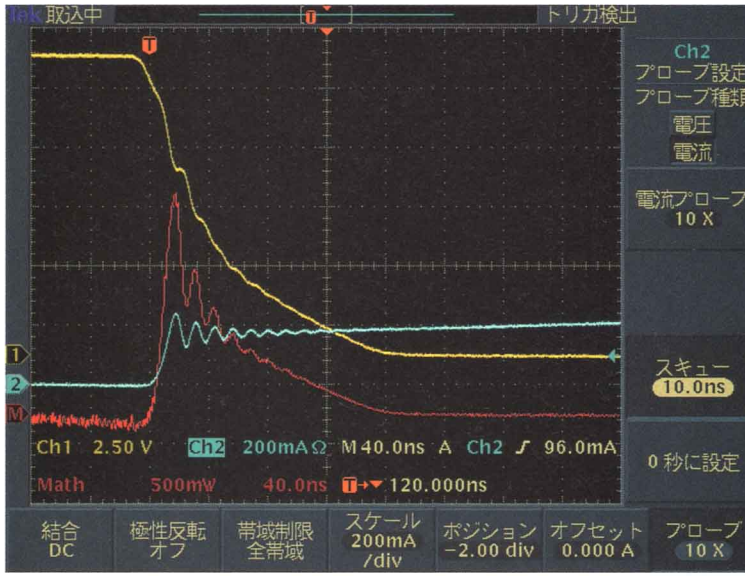


写真4-2　電流波形を10 ns遅らせたもの
ピーク電力は大幅に減って約1.8 Wとなる

もっているため，十数ns程度の遅延が生じます．

正確な測定のためには，遅延時間が同一の電圧/電流プローブを選ぶ必要があります．しかし，数多くあるプローブから使用目的にあった仕様，性能のプローブを選び，しかも遅延時間までそろえることは困難です．

写真4-1と**写真4-2**の測定例は，遅延時間が同一の電圧/電流プローブを使い，ch2のスキューを変えて，遅延時間による影響を調べたものです．電力波形(赤いライン)の変化に注目しましょう．

写真4-3は遅延時間がゼロの場合です．ピーク電力は約2.5 Wになります．

このように，遅延時間の差は測定結果に大きな影響を及ぼします．測定精度を高めるためには，スキューの調整機能をもったオシロスコープとスキュー調整用治具を併用し，プローブに起因する遅延時間をキャンセルすることが必要です．**写真4-4**は，小電流プローブと大電流プローブともに使用できるスキュー調整用アダプタです．

スイッチング損失の観測

スイッチング電源やインバータなどで使われるスイッチング・デバイスの電力損失を計測することは，機器の効率化や低電力化に欠かせません．各部の損失は直接に熱損失となるため，機器の信頼性や安全性に影響を与えます．

スイッチング・デバイスがOFF状態からON状態に遷移するときの電力損失は，ターンオン損失(turn ON loss)と呼ばれます．また，ON状態からOFF状態に遷移するときの電力損失は，ターンオフ損失(turn OFF loss)と呼

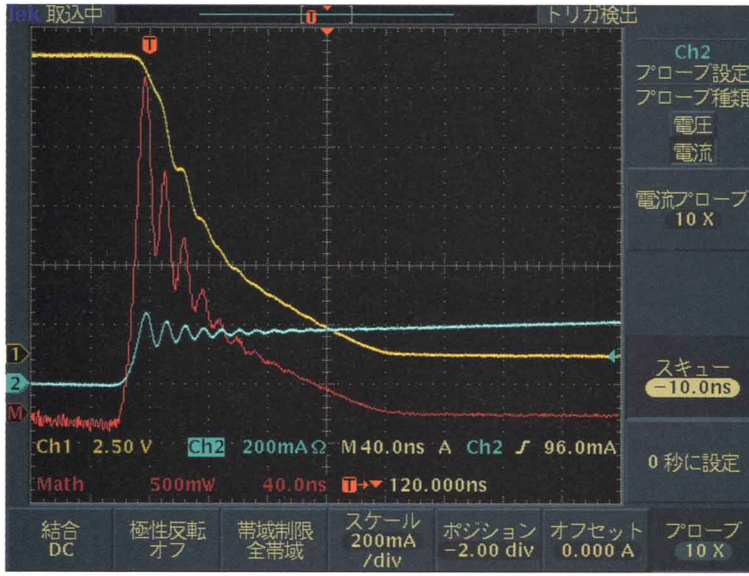


写真4-3　遅延時間がゼロの場合
ピーク電力は約2.5 Wとなる

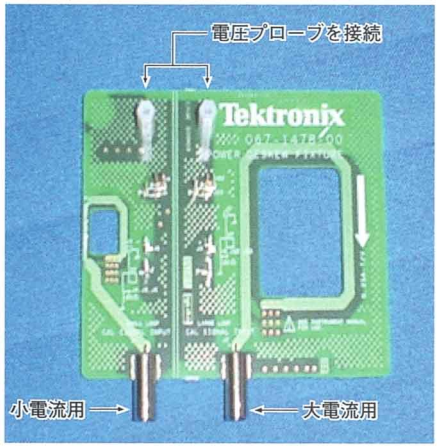


写真4-4　スキュー調整用アダプタ

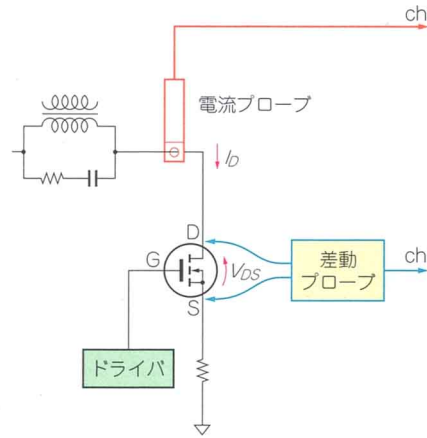


図4-1　差動電圧プローブと電流プローブの接続箇所

ばれます．導通時の電力損失は導通損失(conduction loss)と呼ばれます．これらの1周期の損失をサイクル損失(cycle power loss)と呼びます．

図4-1に示すように，差動電圧プローブとDC/AC電流プローブを使って，スイッチン

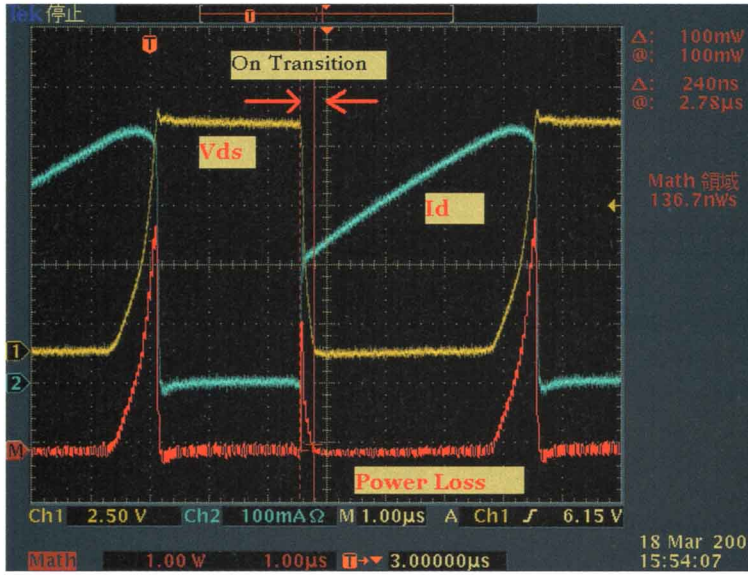


写真4-5　ターンオン損失の測定例

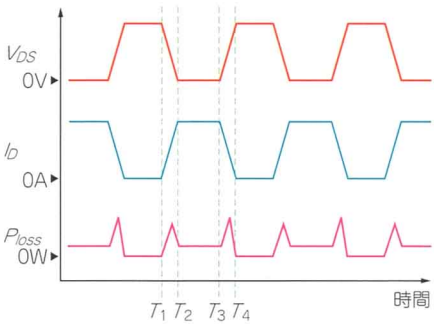


図4-2　ドレイン-ソース間電圧 V_{DS} とドレイン電流 I_D で生じる電力損失の波形

グ・デバイスのドレイン-ソース間電圧 V_{DS} とドレイン電流 I_D を測定します．

図4-2において，T_1 から T_2 までの電力損失がターンオン損失，T_3 から T_4 までの電力損失がターンオフ損失，そして T_1 から T_4 までの電力損失がサイクル損失になります．

写真4-5はターンオン損失の測定例です．ドレイン-ソース間電圧とドレイン電流の積から，電力損失波形が求まります．この電力損失波形から損失を算出することができます．

● ターンオン損失の測定手順

① デバイスのON/OFFトランジションの周期 T をカーソルで求める（$T = 6.44\ \mu s$）

② デバイスのONトランジション部分をカーソルで囲む

③ ONトランジション部分の領域を演算機能を使って求める（136.7 nWs）

④ これらからターンオン損失 $P_{loss\,(ON)}$ は，下記の計算で求められる

$$P_{loss\,(ON)} = \frac{136.7\ \mathrm{nWs}}{6.44\ \mu\mathrm{s}} = 21.2\ \mathrm{mW}$$

さらに専用の解析ソフトウェアを使うと，詳しい解析が簡単に行えます．電子式安定器の損失を10 ms（50 Hz全波整流の1周期）に渡

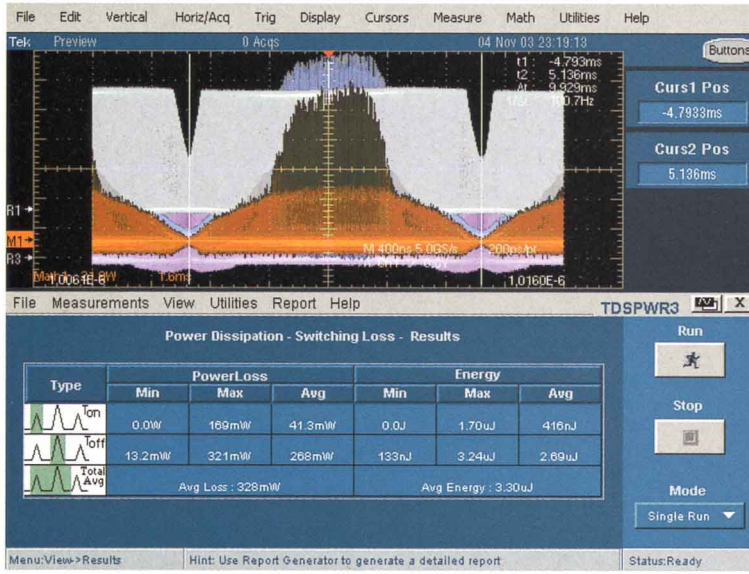


写真4-6　解析ソフトウェアを使用して電子式安定器の損失を解析した例
画面下部にパワー損失の計算結果が表示されている

って解析を行った例を**写真4-6**に示します．

安全動作領域(SOA)の測定

電源回路の信頼性を高めるためには，回路で使用されるパワー・デバイスが，動作制限領域内で動作するように考慮しなければなりません．MOSFETの場合，制限領域には，

(1)耐圧による制限
(2)最大電流による制限
(3)電力定格による制限
(4)オン抵抗による制限

があり，**図4-3**に示すような関係になります．

この制限により囲まれた領域を安全動作領域(SOA)と言い，デバイスのデータ・シートに記載されています．回路設計に際しては，MOSFETの動作がこれらの制限領域内にあるかどうかを確認しなければなりません．

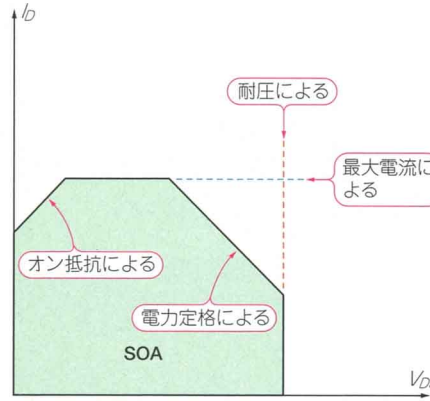


図4-3　安全動作領域の定義

プローブの接続方法はスイッチング損失の測定と同様にして，スイッチング・デバイスのドレイン-ソース間電圧 V_{DS} とドレイン電流 I_D を測定します．

安全動作領域の測定は，オシロスコープの

X-Y表示機能により，電圧と電流を2次元表示することで得られます．**写真4-7**の測定例は，負荷変動のある状態でスイッチング電源を動作させた場合のものです．負荷が変化しているため，電流波形が大きく変化するようすがわかります．

写真4-8のように，表示モードをX-Yに変えるとSOAが観測できます．横軸がドレイン-ソース間電圧V_{DS}，縦軸がドレイン電流I_Dになります．

SOA表示を見ると，電圧/電流の関係がわかります．デバイスで消費される電力は電圧/電流ともに大きな点，つまり右上の部分になります．

写真4-9は電源投入時の電圧/電流波形です．電源投入時や負荷が短絡した際には，回路の動作条件が大きく異なるため，大きな電流が流れます．電流感度が1/10になっていることに注目してください．突入電流が極めて大きくなっています．この場合のSOA表示を，**写真4-10**に示します．

● SOA表示と実時間表示のリンク

SOA表示から，パワー・デバイスが動作制限領域で動作しているかどうかを一目で判断することができます．

しかし，SOA表示では時間が表示されないため，着目したいポイントがある場合，波形データのどの点に対応するかはわかりません．このようなときは，**写真4-11**のようにSOA

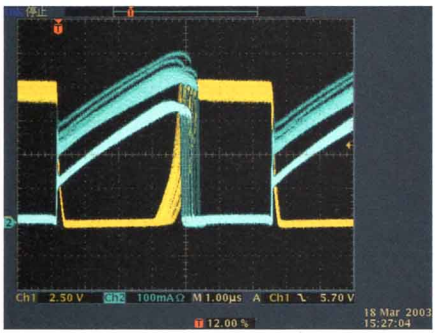


写真4-7　負荷変動時の電圧/電流波形

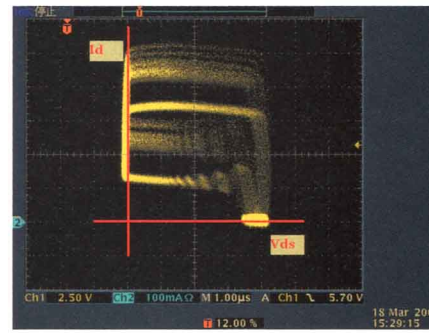


写真4-8　負荷変動時のSOA表示

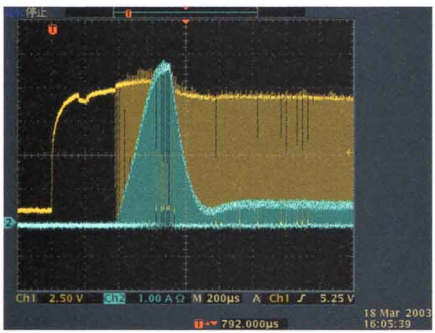


写真4-9　電源投入時の電圧/電流波形

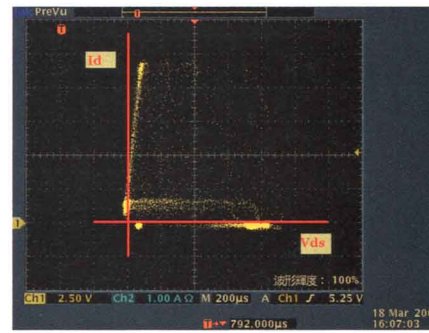


写真4-10　電源投入時のSOA表示

表示でカーソルを起動し，任意の点に移動します．*YT*表示にすると**写真4-12**のようにカーソルが反映され，波形のどの点に相当するかを確認することができます．

さらに，専用の電源解析用ソフトウェアを使用すると，詳細に解析することが可能です．**写真4-13**の例は，インバータ式蛍光灯で使われるスイッチング・デバイスの動作を16 msに渡って取り込み，SOA解析を行った例です．SOA表示上の任意の点をズーム表示することができます．

写真4-14の例は，SOAマスク・テストの例で，SOAを外れた部分が赤く表示されています．

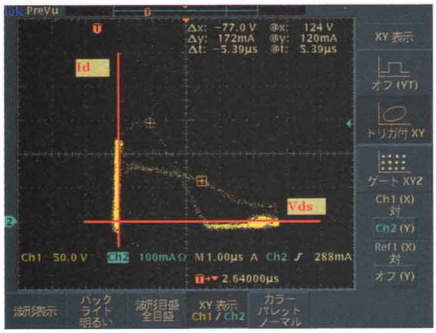


写真4-11　SOA表示でのカーソル移動

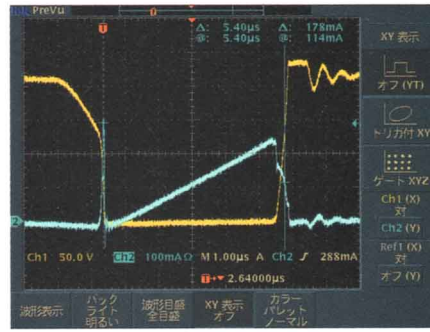


写真4-12　電圧/電流波形上のカーソル表示

写真4-13　解析ソフトウェアを使用して蛍光灯の電子式安定器をSOA解析した例

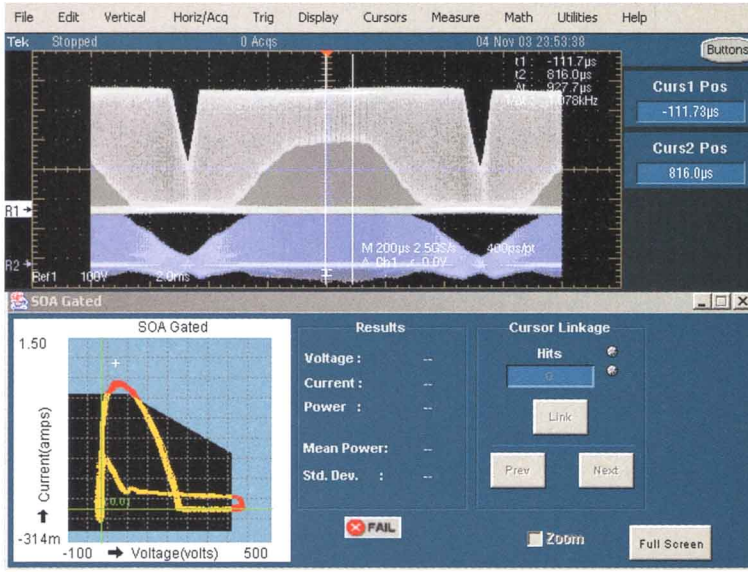


写真4-14　解析ソフトウェアを使用したSOAマスク・テストの例

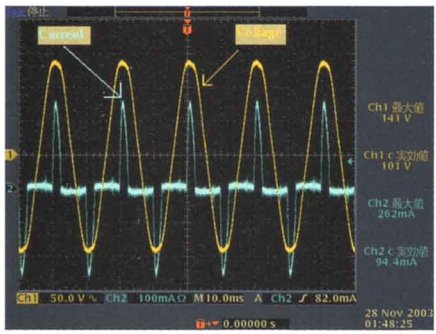


写真4-15　クレスト・ファクタの測定例

クレスト・ファクタと電源高調波電流

商用電源側の測定は，「電力品質測定」と「高調波電流測定」に分かれます．

● クレスト・ファクタ

電力品質測定で多用されるクレスト・ファクタとは，信号のピーク値をその信号の実効値で割った値になります．ピーク値と実効値が一致する方形波では，クレスト・ファクタは1になり，正弦波では1.414になります．

クレスト・ファクタは，次のようにして測定します．商用電源の電圧波形を，高電圧差動プローブにてオシロスコープのch1へ，電流波形を電流プローブでch2へ取り込みます．

オシロスコープの波形パラメータ測定機能を使って，それぞれの最大値と実効値を求めます．周期性のある波形の実効値を求めるには，1周期を切り出して計算する必要があります．サイクル実効値機能，またはカーソルで1周期を切り出して実効値を求めます．

写真4-15の例では，波形パラメータ測定から，

電圧の実効値：101 V

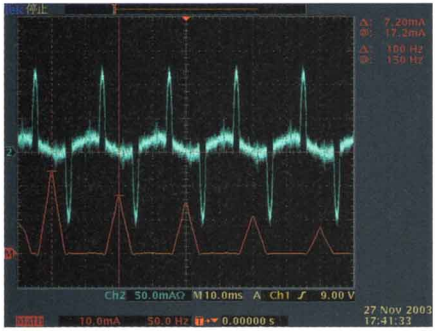


写真4-16　FFT解析を用いた高調波電流測定例

電圧の最大値：141 V

と読み取れます．よって，

電圧クレスト・ファクタ：1.40

さらに，

電流の実効値：262 mA

電流の最大値：94.4 mA

よって，

電流クレスト・ファクタ：0.36

と求められます．

● 高調波電流

商用電源の負荷がランプのような単なる抵抗負荷の場合は，流れる電流も正弦波であって，商用電源周波数(50 Hzや60 Hz)の高調波成分は発生しません．しかし，通常の負荷では測定例の電源波形からわかるように，流れる電流は断続的で，大量のひずみをもっています．

このため，電力線側に逆流する形で高調波電流が流出しています．給電線はわずかながら抵抗分をもっているため，この高調波電流によって電圧波形がひずんでしまいます．さらに，受電設備や変電設備の力率改善用のキャパシタに流れ込み，変電所や受電設備に大きな障害を与えることがあります．このために「高調波抑制対策ガイドライン」が制定されています．

正式に測定するためには，外部からの高調波電流の流入がない，クリーンな基準電源装置と配線をエミュレートする擬似回路網，および専用のアナライザが必要です．しかし，オシロスコープのFFT機能を使って簡単な測定を行うことができます．

写真4-16の例は，電流プローブによって取り込んだ商用電源の電流波形とFFT解析の結果です．基本波(50 Hz)，および奇数次高調波が観測できます．各高調波電流の値はカーソルで読み取れます．第3高調波(150 Hz)は17.2 mAと読み取れます．

第5章 ディジタル回路の測定

この章では，一般的なディジタル回路の信号測定方法について解説します．

ディジタル信号を測定するには

ディジタル信号は，**写真5-1**のように“1”(High Level)，“0”(Low Level)のロジック・レベルの波形ですが，周波数が高くなると，**写真5-2**のようにアナログ・パルス波形のような表示となります．

周波数の高いアナログ波形を観測するときに注意することは，グラウンド・リードをできるだけ短くすることです．

写真5-3は，プローブに付属している低インダクタンス・グラウンド・リードを使用して捕捉した20 MHzクロック信号の波形です．**写真5-4**は，使用頻度の高い152 mm(6インチ)グラウンド・リードを使って捕捉した波形です．大きなリンギングが出てしまいます．

振幅の測定値を見てみると，ヒストグラム法(波形パラメータの項を参照)で測定した振幅値は同じ値が出ていますが，ピーク値では大きな差異が見られます．測定するときには注意が必要です．

写真5-2の波形をロジック・アナライザで見ると，**写真5-5**のようになります．

この波形は，4 nsのサンプル・クロックで取り込んだものです．クロック信号の1周期をカーソルで測定していますが，“Delta Time：24 ns”と表示されています．40 MHzのクロック信号なので，25 nsにならなければなりませんが，サンプル・クロックが4 nsなので，測定値は4の倍数の20 ns，あるいは24 nsと測定されます．

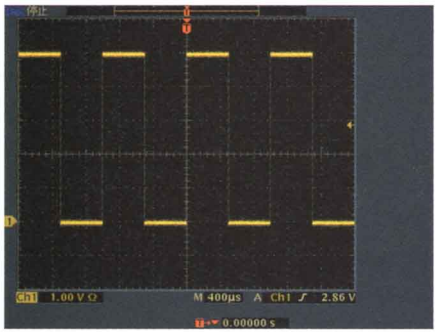


写真5-1　1 kHzのクロック波形

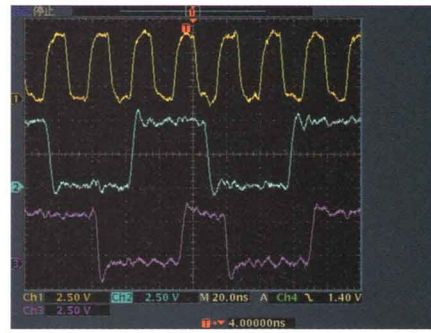


写真5-2　40 MHzのクロック波形(ch1)

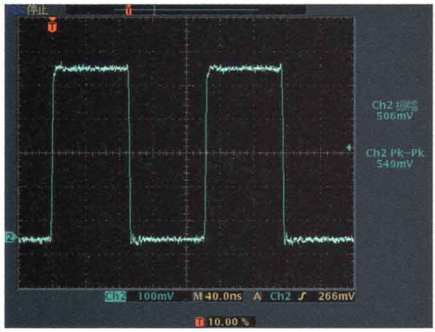


写真5-3　低インダクタンス・グラウンド・リードを使用した例

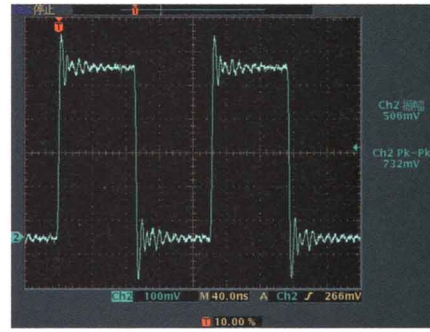


写真5-4　152 mmグラウンド・リードを使用した例

したがって，サンプル・レートが測定値に対して十分に高速でないと，正確な測定ができないことになります．

テクトロニクス社のTLAファミリ・ロジック・アナライザは，外部オシロスコープを接続してロジック・アナライザのトリガ条件でオシロスコープにトリガをかけ，取り込んだアナログ波形をロジック・アナライザの画面上に表示し，比較することができます．

写真5-6を見ると，ロジック・アナライザで補足した波形とオシロスコープで補足した実際のアナログ波形では，タイミング的にも波形的にも大きく違っていることがわかります．

波形パラメータの測定

ロジック・アナライザでタイミングを測定する場合，波形の立ち上がり，あるいは立ち下がり部分にカーソルを当てれば，簡単に測定できます．

しかし，アナログ状に表示されたディジタル波形の測定をオシロスコープではどのように行うのでしょうか．測定に際し，まずパルス波形の各パラメータについて見てみましょう．

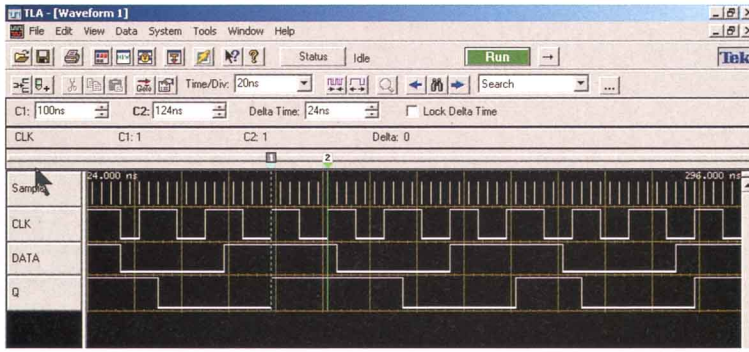


写真5-5　ロジック・アナライザで観測した40 MHzクロック波形

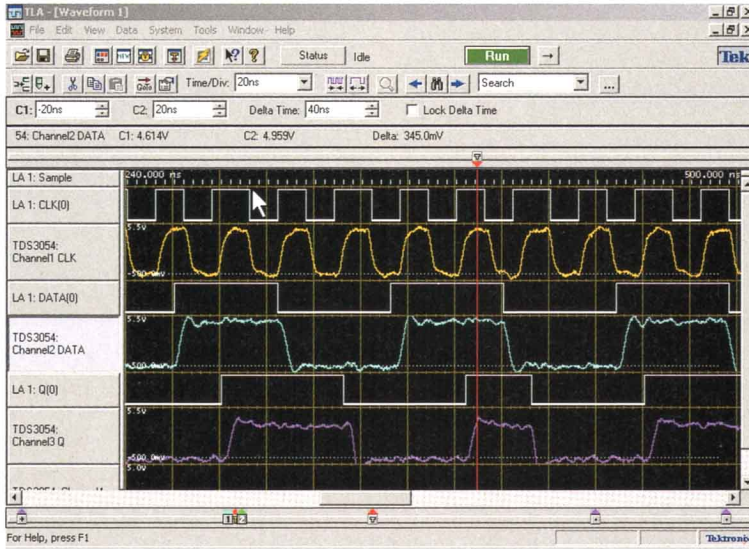


写真5-6　オシロスコープで取り込んだ波形をロジック・アナライザで比較表示した例

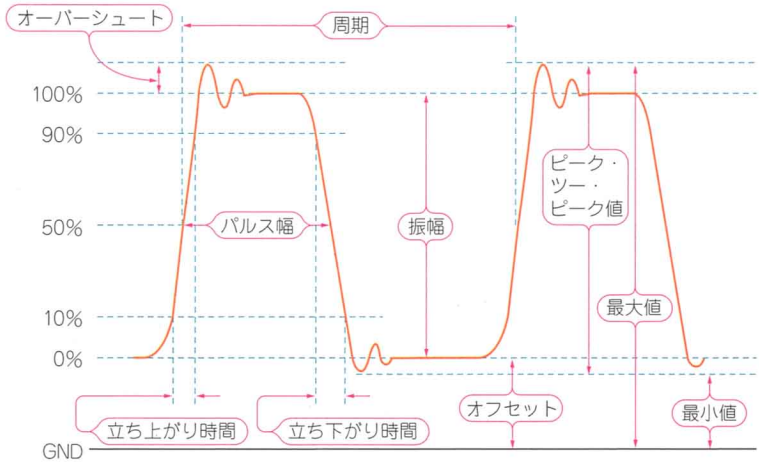
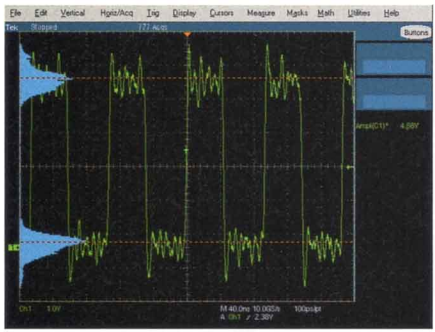


図5-1　波形パラメータの定義

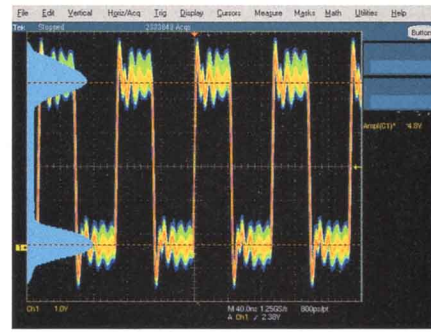
図5-1は，波形パラメータの説明です．測定するうえで最初に決めなくてはならないのは，波形の0%点と100%点です．

これを基準にして，立ち上がり時間の10%レベルと90%レベル，時間測定の50%レベルを算出します．

カーソルでも測定できますが，人間の目では，取り込んだサンプル・ポイントから基準

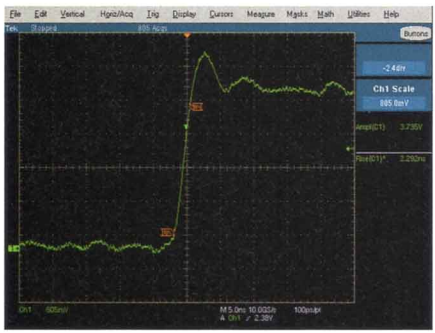


(a) DSOでの振幅測定

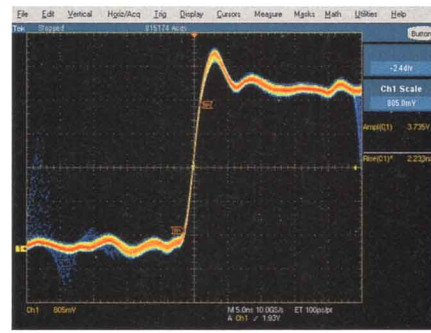


(b) DPOでの振幅測定

写真5-7　振幅の測定



(a) DSOでの立ち上がり時間測定



(b) DPOでの立ち上がり時間測定

写真5-8　立ち上がり時間の測定

レベルを算出するのは至難のわざです．また，測定誤差が大きくなります．ディジタル・オシロスコープには自動測定機能が備わっており，これを使えば測定者の違いによる測定値のばらつきを最小限に抑えることができます．

また，立ち上がり時間，時間測定の基準レベルはメニューから変更することができます(一部，変更できない機種もある)．

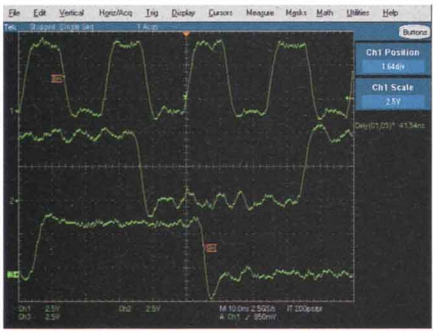
それでは，ディジタル・オシロスコープの自動測定機能を使って，振幅，立ち上がり時間，遅延時間を測定してみましょう．

波形は，高速取り込みのDPO表示と通常のDSO表示で補足しました．両者の違いを比較してください．

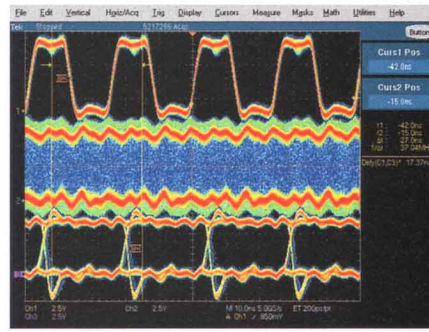
● 振幅測定

自動測定機能が，実際の波形のどこを測定しているかがよくわかるように，テクトロニクス社のTDS7000シリーズ・オシロスコープを使い，ヒストグラム表示と波形の測定ポイントを表示したものが**写真5-7**です．

通常，波形の0%と100%ポイントは，ヒストグラム法で算出されます．パルスのHighレベル，Lowレベル部分で，時間軸方向に一番



(a) DSOでの遅延時間測定



(b) DPOでの遅延時間測定

写真5-9　遅延時間の測定

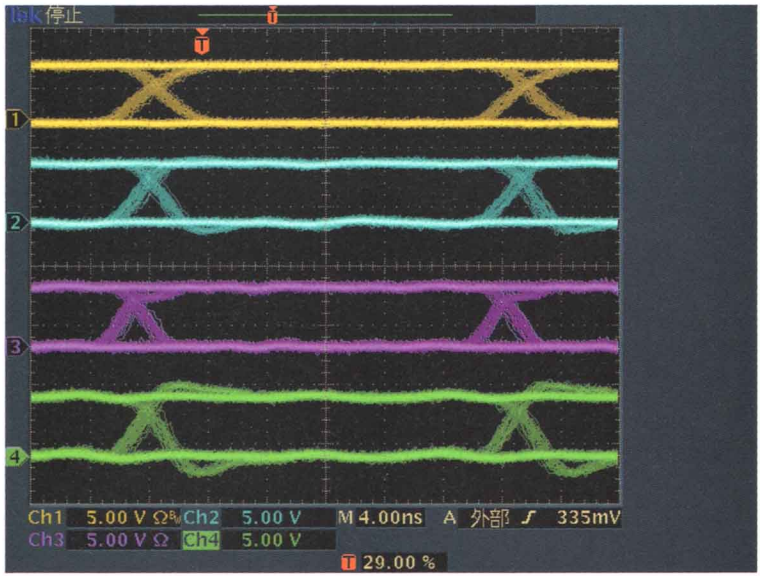


写真5-10　外部トリガを使用した4チャネルのアイ・パターン表示

ポイント数が多いところを0%と100%としています．

振幅は，波形の0%と100%ポイントを測定しているので，ヒストグラムの0%，100%ポイントと振幅測定ポイントが一致しています．

● 立ち上がり時間測定

写真5-8は，立ち上がり時間を測定したものです．

立ち上がり時間は，通常は10%レベルと90%レベルを測定します．アナログ的な高速取り込みができるDPOの表示は，DSOでは観

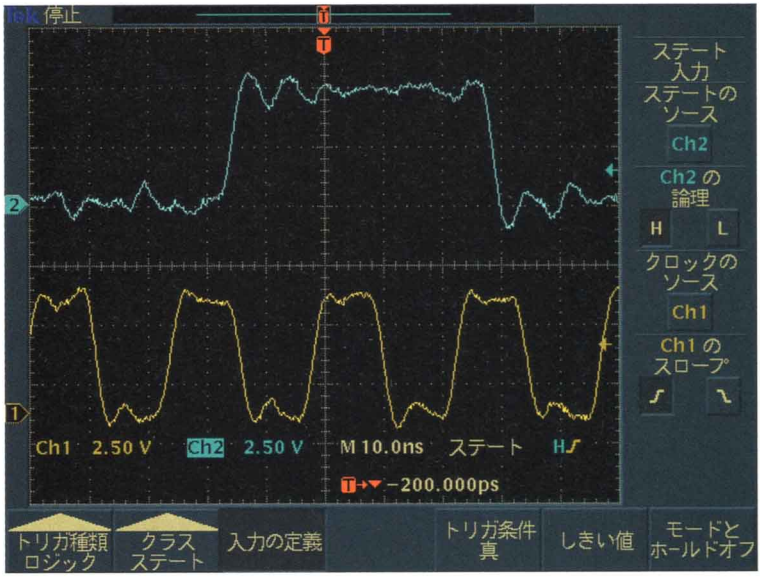


写真5-11　ステート・トリガで捕捉した波形

測できない，非常に頻度の少ない波形の暴れを青い表示で捕捉しています．

● 遅延測定

写真5-9は，ch1とch3の立ち下がり部分での遅延を測定しています．

時間測定は，波形の50％ポイントで行います．観測した波形は，データ(ch2)の変化が大きいため，DPO波形ではエンベロープで捕捉したように塗りつぶし波形の表示になっています．

ディジタル信号測定に便利なトリガ機能

ディジタル・オシロスコープには，ディジタル回路測定に便利なロジック・トリガ，回路異常の捕捉に便利なグリッチ・トリガ，ラント・トリガ，また表示波形以外(5チャネル目)でトリガをかける外部トリガ機能など，便利な機能があります(以下の測定には，テクトロニクス社のTDS3000シリーズを使用した)．

● 外部トリガ

入力チャネルを犠牲にしないで，5チャネル目をトリガとして使用できるのが，「外部トリガ」です．

写真5-10は，クロック信号を外部トリガとし，4チャネルぶんのデータをアイ・パターン表示させたものです．

● ロジック・トリガ

写真5-11は，データのHigh/Low論理とクロックの立ち上がり/立ち下がりでトリガをかけられる「ステート・トリガ」を使って捕捉した波形です．

画面右側のトリガ条件で設定したように，ch2がHighレベルになり，ch1のクロック立ち上がりでトリガがかかっているのがわかりま

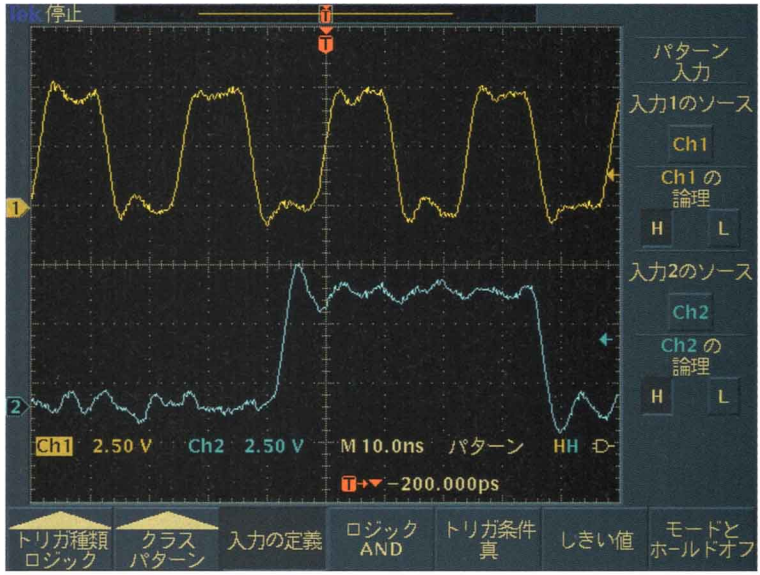


写真5-12　パターン・トリガで捕捉した波形

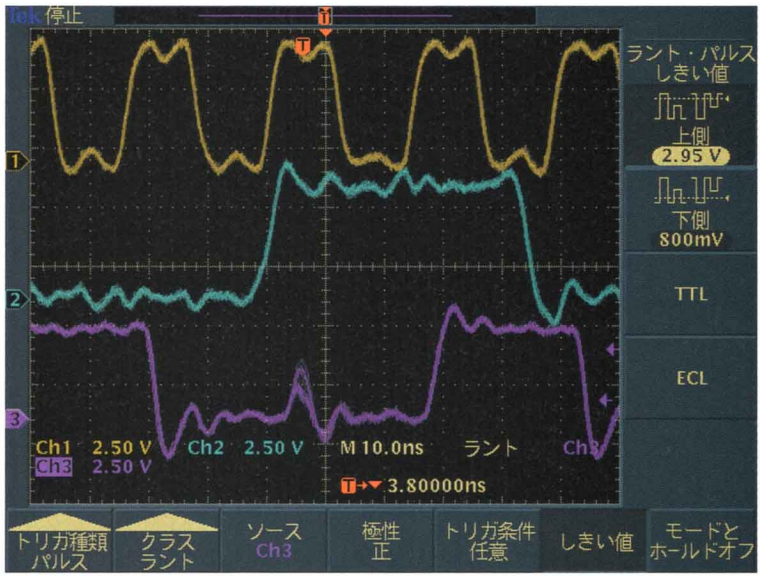


写真5-13　ラント・トリガで補足した波形

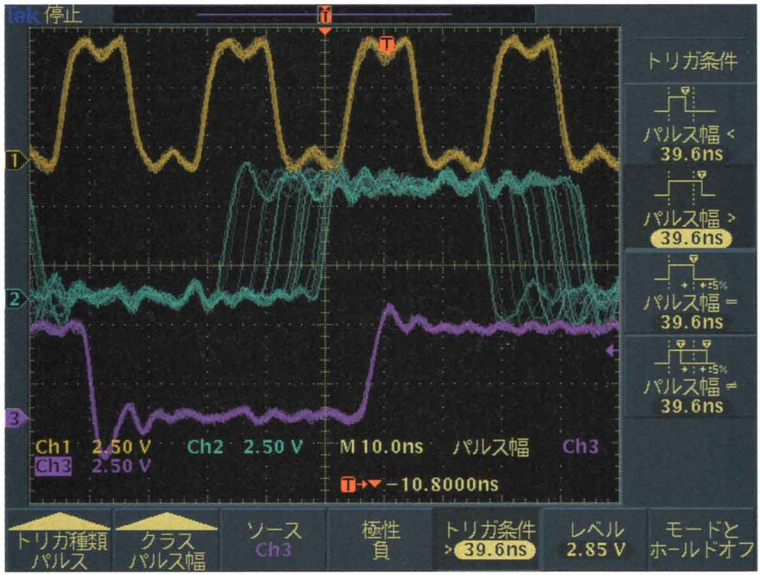


写真5-14　パルス幅トリガで捕捉した波形

す．

写真5-12は，データのHigh/Low論理とAND/NAND/OR/NORの論理条件でトリガをかけられる「パターン・トリガ」を使って捕捉した波形です．

AND条件を指定しているので，ch2がHighで，ch1がスレッショルドを越えてHighレベルになったときにトリガがかかっています．

● パルス・トリガ

写真5-13は，二つのスレッショルド・レベルの間でパルスが発生するとトリガをかける「ラント・トリガ」を使って捕捉した波形です．

ch3(赤いライン)の二つのスレッショルドの間に，小さなグリッチが見えています．これは，ch1のクロックに対し，ch2のデータのタイミングが遅れたことによりセットアップ時間が小さくなり，ch2のレベルがHighに上がりきれずに，グリッチとなったものです．

写真5-14は，ch3の「パルス幅トリガ」で補足した波形です．

負のパルスで，幅が39.6 nsより大きいときにトリガがかかる条件になっています．パルス幅は約48 nsなので，トリガがかかりました．

第6章 伝送線路の測定

伝送線路とは，デバイス間，あるいは機器間における信号を伝送するための経路を言い，プリント配線板やケーブルなどを媒体として使用します．高速伝送の場合は，ほとんどがディジタル伝送方式を採用しており，アナログ伝送方式に比べて伝送品質の測定，評価が客観的で，かつ定量化が容易です．

必要なオシロスコープの帯域は，測定対象の信号のビット・レートで決まります．NRZ(Non-Return Zero)で伝送する場合，基本波周波数(矩形波)はビット・レートの1/2という関係になります．

理想的には，使用するオシロスコープの周波数帯域は，基本波周波数の3～5倍が最低限必要です．例えば，Fibre Channelでは3.6倍としています．3倍で考えると，周波数帯域7 GHzのオシロスコープでは，最高4.67 Gbpsが目安となり，それ以上のビット・レートではサンプリング・オシロスコープが必要となります．オシロスコープの帯域に見合った広帯域のアクティブ差動プローブも必要となります．

伝送線路の測定と解析の手法

代表的な伝送線路の測定として，パルス・パラメータ，アイ・パターン，マスク・テスト，クロストーク測定があります．

写真6-1に，パルス・パラメータの測定例を示します．オシロスコープの自動測定機能を使って観測波形の周波数，立ち上がり時間，オーバーシュート，振幅電圧を自動的に計算して表示することができます．

伝送線路の解析やデバッグの目的には，高性能のオシロスコープに搭載されているクロック・リカバリ，シリアル・トリガなどの測定機能が有効です．

ディジタル・フォスファ・オシロスコープ(DPO)は，アナログCRTのもつ蛍光体残光特性をディジタル技術で実現したオシロスコープです．

DPOでは，波形描画によるピクセルごとの更新頻度に時間的特性をもたせ，その変化を色または階調で表示するので，クロストーク，ノイズ，メタステーブル，ジッタなどの目視観測に最適です．専用ASICでビットマップ情報を構築するDPXテクノロジにより，かつてアナログ・オシロスコープが備えていた最高40万回/秒をも越える高速波形取り込みレートを実現しており，デバッグ効率を大幅に高めます．

アイ・パターンの評価では，クロック信号をトリガとするために，別のチャネルに外部から入力する必要があります．クロックが得られない場合には，被測定信号自身でエッジ・トリガをかける方法もありますが，信号のジッタなどでアイ開口が減少し，正確な測定は行えません．

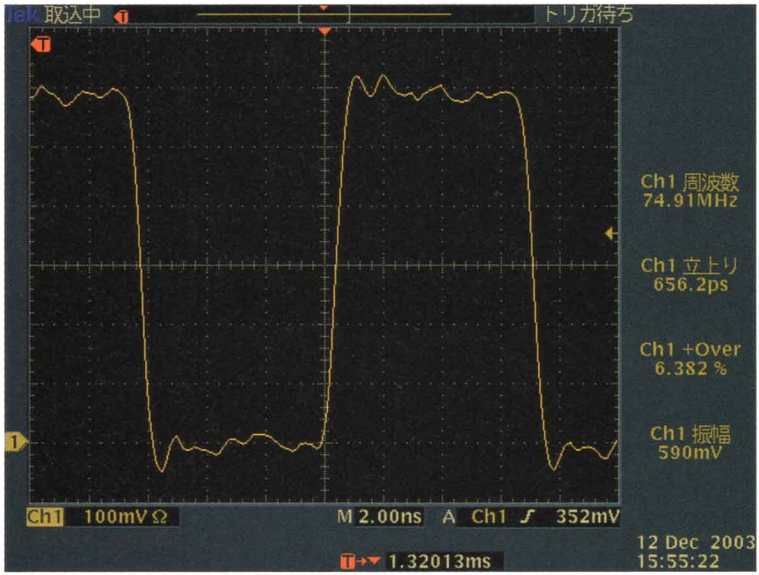


写真6-1　パルス・パラメータの測定例

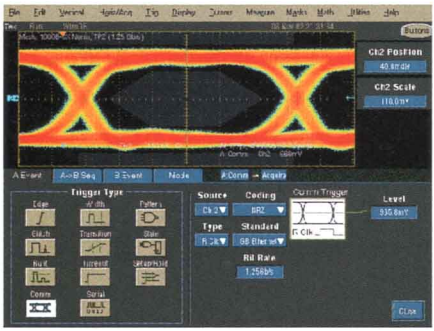


写真6-2　クロック・リカバリによるDPO波形表示

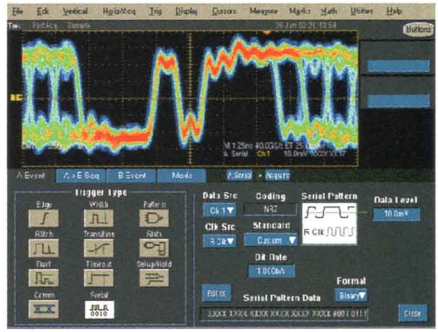


写真6-3　シリアル・パターン・トリガを使用した測定例

クロック・リカバリ機能は，オシロスコープが内蔵したクロック/データ・リカバリ回路(CDR)により，被測定信号からクロックを再生し，内部的にトリガをかけられます．このため，正確なアイ・パターン評価が行えます．測定例を**写真6-2**に示します．

特定パターンを捕捉したい場合に威力を発揮するのが，シリアル・パターン・トリガ機能です．

例えば，特定パケット先頭でトリガをかける場合などに便利です．2進または16進のビット・パターン設定により，入力されたシリアル信号単独でのトリガが可能です．測定例を**写真6-3**に示します．

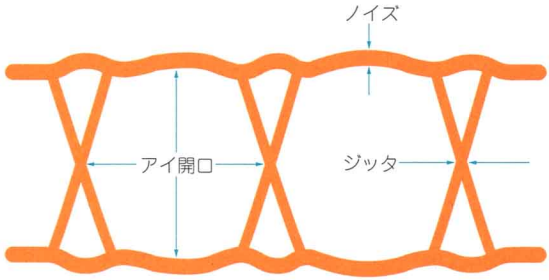


図6-1　アイ・パターンでのノイズとジッタの影響

アイ・パターンで何がわかるのか

パルス・パラメータの測定によって信号の品質を定量的に評価することができますが，測定する項目が多いので，信号の良否を判定するのには必然的に時間がかかります．総合的に，しかも短時間で波形品質の良否を判定する方法として，アイ・パターン(eye pattern)があります(アイ・ダイアグラムと呼ばれることもある)．

アイ・パターンは，簡単に言えば，1ビットに相当する，極めて多数の信号波形を切り出して重ね合せたものです．この形が目に似ていることから，「アイ・パターン」と呼ばれます．二つの波形に囲まれた部分を「アイ・オープニング」または「アイ開口」と呼び，大きいほど“1”/“0”の判定が容易になるので良いとされています．

実際の信号では，ノイズやジッタの影響で波形にばらつきが生じ，ある程度の幅をもった輝線になります．

図6-1に示すように，ノイズは振幅方向の幅になり，ジッタは時間軸方向の幅になります．この幅が大きいと，そのぶんアイ開口が狭くなるので　伝送エラーが発生しやすくなります．したがって，アイの大きさを見れば，信号伝送の品質を一目で判定することができます．

各種の伝送方式ごとに，最低限確保すべきアイ開口が規定されています．オシロスコープの画面に，規格のアイを描いておき，波形がそのアイ領域に入るかどうかをチェックすれば，規格に合致するかどうかが判定できます．このアイ領域を「マスク」と呼んでいます．

オシロスコープには，マスクを設定したり，マスク領域を侵す波形が存在するかどうかを自動的に判定したりする機能を備えている機種もあるので，ディジタル伝送信号の品質判定には最強のツールと言えるでしょう．**写真6-4**のマスク・テスト例では，青色の長方形と六角形の領域がマスクで，伝送方式ごとにマスクが用意されています．また，ユーザ定義のマスクを作成することもできます．

アイ・パターン表示では，重ね合わせて表示できる波形の数が重要です．波形ひずみの多くは統計的なふるまいをするので，受信に支障をきたすほど崩れた波形は，ごくまれにしか発生しません．

例えば，DVI(Digital Visual Interface)のコンプライアンス・テストでは，100万回以上の重ね合わせを行うよう規定されています．現実的な時間で表示を行うには，DPOのように高速表示ができるオシロスコープが必須となります．

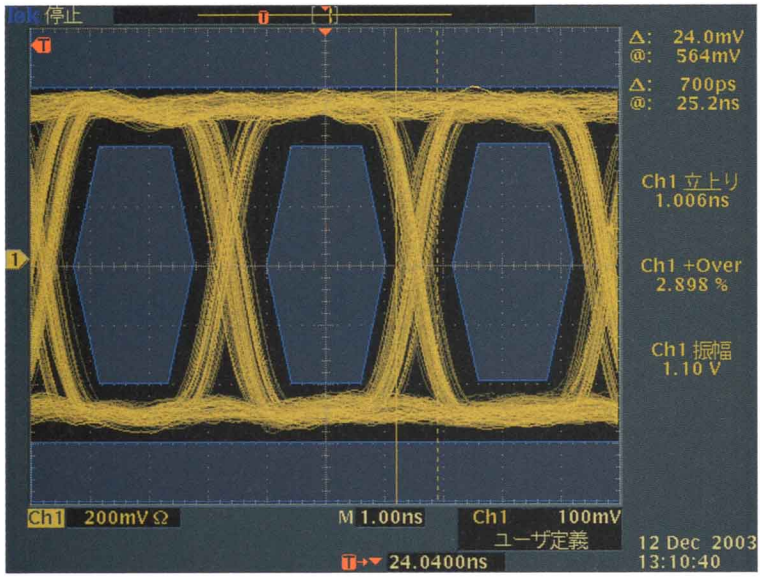


写真6-4　マスク・テストの例

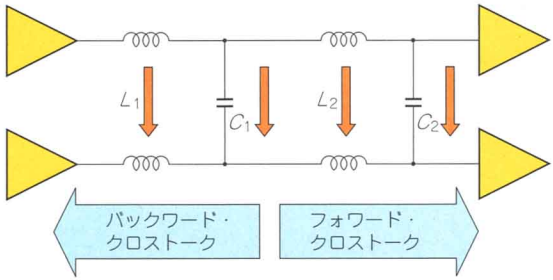


図6-2　クロストーク発生の原理

クロストークを測るには

クロストーク(cross-talk)は，図6-2のように並行して走る伝送路において，一方の伝送路から近接する他方の伝送路に信号が漏れることを言います．伝送路間の容量性結合や誘導性結合で発生します．

クロストークは，発生する場所により二つに分類されます．

受信側で発生するクロストークをフォワード・クロストーク，あるいは遠端クロストークと言います．送信側で発生するクロストークをバックワード・クロストーク，あるいは近端クロストークと言います．

フォワード・クロストークは，伝送路間の容量性結合と誘導性結合による誘導電圧が，互いに逆極性でキャンセルされ，同一タイミ

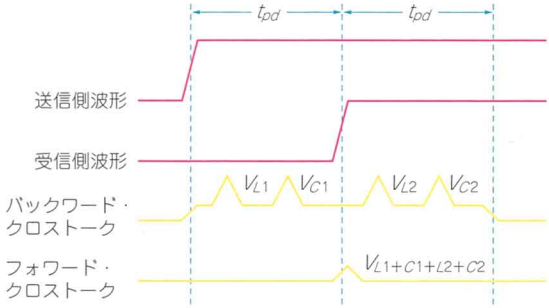


図6-3　クロストークの発生のタイミング
T_{pd}：伝送線路の伝播遅延時間，V_x：結合xによるクロストーク電圧

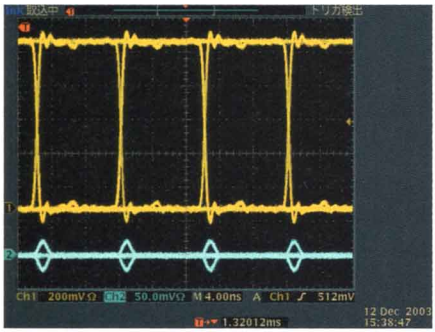


写真6-5　クロストーク波形
ch1(黄色)：伝送信号波形，ch2(水色)：バックワード・クロストーク波形

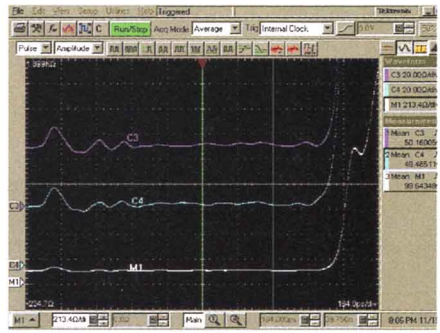


写真6-6　TDRによる差動伝送線路のインピーダンス測定例

ングで遠端に到着します．

バックワード・クロストークは，結合の種類によらず，同一極性で結合位置に応じた時間遅れで近端に到着します(**図6-3**)．

クロストークは伝送路全体で発生していますが，伝送特性上で問題となるのは受信側におけるクロストークの大きさになります．フォワード・クロストークでは，結合の種類に応じてキャンセルされたり，クロストークも信号と同様に伝送路損失により減衰します．バックワード・クロストークでは，減衰した信号に対して減衰しないクロストークが加わるので，レベルのほうが大きくなるため注意する必要があります．

写真6-5のようにバックワード・クロストーク波形を観測することにより，伝送線路内の結合の位置と大きさを調べることができます．

より高精度な測定，解析を行うには，TDR(Time Domain Reflectometry)が必要となります．TDR測定により**写真6-6**のように，結合の程度を相互キャパシタンス，あるいは相互インダクタンスとして定量化したり，特性インピーダンス測定も可能となります．

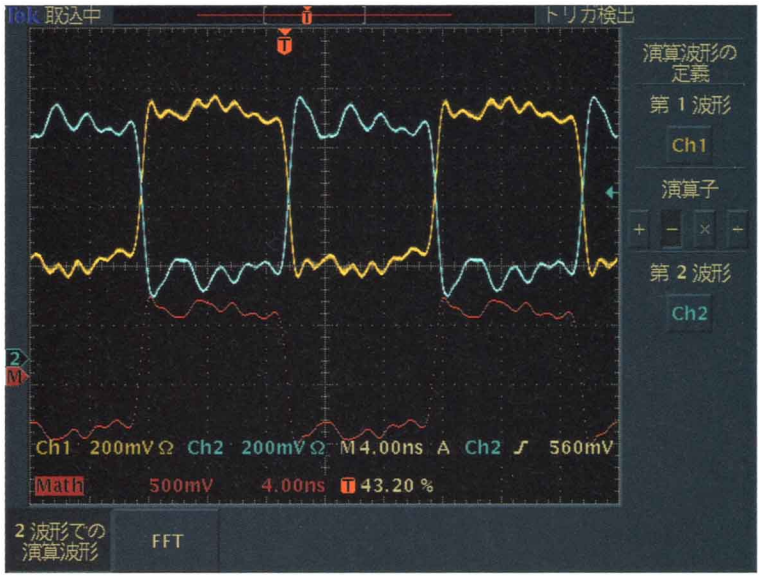


写真6-7　チャネル間の演算波形による擬似差動測定(Math1 = ch1 − ch2)

差動信号を測るには

高速信号伝送では，ジッタの低減とEMIの抑制のために，小振幅差動信号が利用されます．このため，広帯域差動プローブが不可欠となります．

差動測定には，2チャネル間の演算波形による擬似差動測定と，差動プローブを使用した測定の2種類の方法があります．

● 2チャネル間の演算波形による擬似差動測定例

擬似差動測定とは，オシロスコープの二つのチャネルに，差動信号のPos(+)およびNeg(−)を入力し，波形演算機能(Math)を使って2チャネル間の信号の減算波形を表示する方法です．例えば，

VDIFF = Math1 = ch1 − ch2

という形で定義します．**写真6-7**に測定例を示します．

測定のポイントを下記に示します．

(1) プローブを使う場合は2本の同一能動プローブを使用する

(2) グラウンド・パスの違いによる波形への影響をなくすために2本のプローブのグラウンドを同じ点からとる

(3) 使用前にデスキューしておく

● アクティブ差動プローブによる測定例

もう一つの方法が，**図6-4**に示すように，プローブ先端のアクティブ(能動)素子で直接に差動信号をシングルエンドに変換するアクティブ差動プローブの使用です．差動信号ペアに対して，1チャネルだけの使用で済みます．

結果は同じように感じられますが，差動測定で重要なCMRR(Common Mode Rejection Ratio；同相除去比)は，アクティブ差動プロ

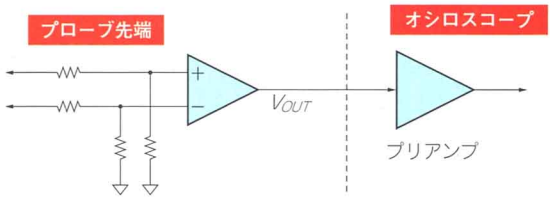


図6-4　アクティブ差動プローブの概念

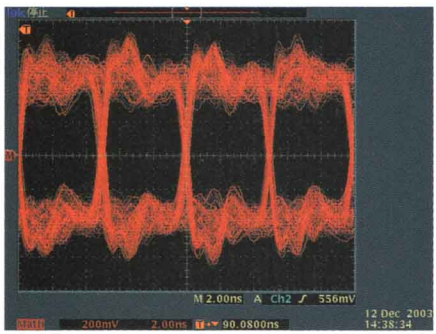


写真6-8　FETプローブ2本の演算によるアイ・パターン測定

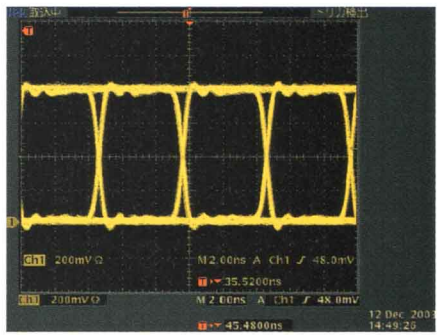


写真6-9　アクティブ差動プローブによるアイ・パターン測定

ーブでは1 MHzまでで60 dB以上という高い値が確保されます．その点，2チャネル間の演算波形による擬似差動測定では，差動プローブに及びません．

写真6-8と**写真6-9**は，同じ差動信号をFETプローブ2本による擬似差動とアクティブ差動プローブで測定した波形例です．違いがアイ・パターンの広がりに出ています．

イーサネットのパケットを観測する

10BASE-T，100BASE-TX，および最近身近になってきたギガビット・イーサネット1000BASE-Tの3種類の物理層の信号を観測します．

イーサネットでは，データ・パケットにヘッダとトレイラを付けたフレームとして組み立てたあと，符号化，パラレル-シリアル変換，信号波形変換してUTP(シールドなしツイスト・ペア)ケーブルで送出します．差動伝送を採用しているため，信号観測にはアクティブ差動プローブを使用します．

10BASE-Tは，フレームを送信しているときだけ電気信号が存在するバースト通信を行っています．フレームがないところは，**写真6-10**の上側の波形のように，電位がゼロになります．

10BASE-Tは，マンチェスタ符号化方式を採用しており，100 nsごとにビット値に応じたクロックを発生します．ビット値が“0”の場合は，1ビット時間の前半がHighレベル，後半がLowレベルになります．ビット値が“1”の場合は，ビット値が“0”の場合の反転信号となります．

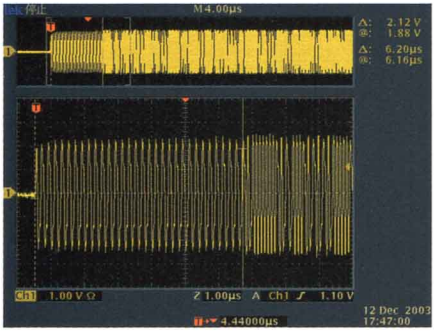


写真6-10　10BASE-Tの波形

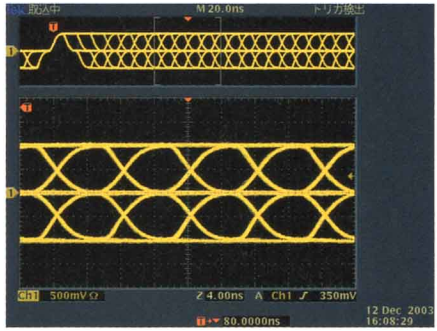


写真6-11　100BASE-TXの波形

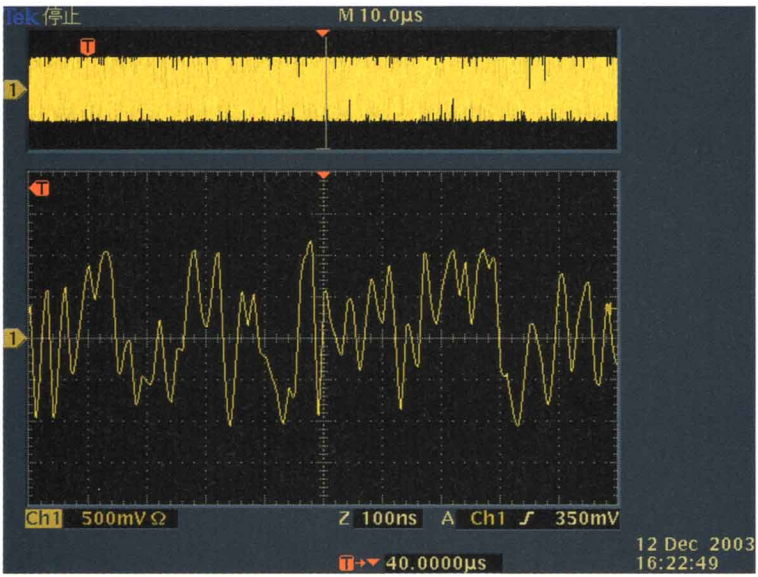


写真6-12　1000BASE-Tの波形

フレームの始まりは，プリアンブルと呼ばれる“10”が31回繰り返す固定パターンが続き，そのあとにデータが続きます．**写真6-10**の下側の波形がプリアンブルです．

100BASE-TX(**写真6-11**の上側の波形)と1000BASE-T(**写真6-12**の上側の波形)は，コンスタント・シグナリング方式を採用しているため，フレームの有無に係わらず，常時信号を送出しています．フレームのないとき(インターフレーム・ギャップ)には，アイドル・パターンがランダマイズされた信号が出るため，フレーム信号との区別は困難です．

100BASE-TXでは，4B/5B符号化されたディジタル・ビット列を，スクランブラでラン

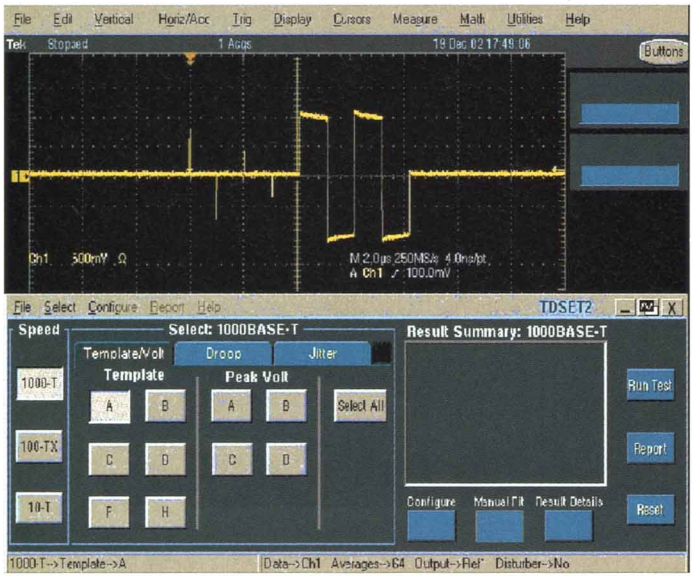


写真6-13　1000BASE-Tコンプライアンスの測定例

ダマイズしてから，3値信号MLT-3(1，0，－1)に変換します．ビットが“1”のときだけレベルが，“1”→“0”→“－1”→“0”→“1”に順次変化します．信号の遷移レートは125 MHzですが，繰り返しレートは31.25 MHzになります(**写真6-11**の下側の波形)．

1000BASE-Tでは，8ビットの2値(Binary)信号を5値(Quinary)信号の4組に変換する新しいブロック符号8B/1Q4を採用しており，この4組の5値（2，1，0，－1，1）信号を4対のツイスト・ペアで同時送信します．信号の遷移レートは125 MHzとなります(**写真6-12**の下側の波形)．

1000BASE-Tの信号波形は，各対に5値レベルで，かつ送受信の双方向の信号が重畳されるため非常に複雑なものとなります．そのため，波形品質評価，あるいはコンプライアンス・テストでは，トランシーバ・チップをテスト・モードに設定し，テスト用の波形であるテスト・モード波形を出力して測定します．測定例を**写真6-13**に示します．

1000BASE-Tでは，伝送品質を確保するため，信号波形の対象性，電圧精度，立ち上がり特性などが厳しく規定されており，周波数帯域1 GHz以上のオシロスコープと高精度アクティブ差動プローブの組み合わせが必要となります．

Appendix
FETプローブについて

設計した回路の動作を確認するため，さまざまな場所に受動プローブを接続して波形を観測したときに，プローブを接続するたびに回路が誤動作してしまった経験はありませんか．

使用している受動プローブの入力抵抗は10 MΩもあり，回路に影響を与えないはずです．周波数帯域も観測する100 MHzの信号には十分なはずです．なぜ，このようなことが起きるのでしょうか．

負荷効果

プローブの等価回路は図A-1に示すように，入力抵抗R_2と入力容量C_2の並列回路になります．被測定回路の等価回路も考えると，信号源と出力抵抗R_1と出力容量C_1の直列回路になります．

被測定回路にプローブを接続すると，プローブの等価回路R_2，C_2を被測定回路R_1，C_1に付加することになり，その影響で観測波形はプローブを接続する前の波形と変わってしまいます．

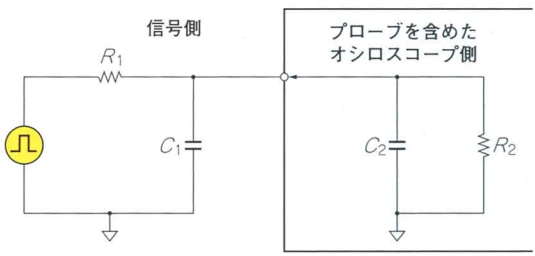
FETプローブのしくみ

被測定回路に接続しても影響の少ないプローブはないのでしょうか．それは半導体素子のFET(Field Effect Transistor)をプローブ先端に実装したFETプローブです．

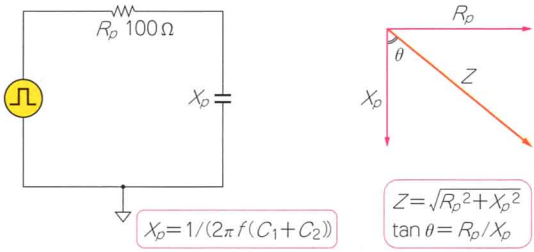
受動プローブでは，数mのケーブルを経て，信号は半導体素子に導かれます．一方，FETプローブでは信号はほとんど直接FETに導かれます．長いケーブルの容量はFETによってバッファされるので，入力容量は非常に小さくなり，被測定回路に与える影響も小さくなります．

FETプローブの優位性

容量C_2が付加されることが，そんなに大き



図A-1　プローブの等価回路



図A-2　信号源とプローブの等価回路

な影響を及ぼすのでしょうか．位相と振幅に着目して，受動プローブとFETプローブの比較をしてみましょう．

受動プローブ(R_2 = 10 MΩ，C_2 = 10 pF)とFETプローブ(R_2 = 1 MΩ，C_2 = 1 pF)を使い，信号源(R_1 = 100 Ω，C_1 = 1 pF)は10 MHzのパルス波だとします．R_2の値は十分に大きいので無視できるものとすると，このときの等価回路は**図A-2**のようになります．

パルス波は基本波とその高調波が合成されたものです．10 MHzの基本波とその高調波が，受動プローブの接続とFETプローブの接続によって，どのように変化するかを**表A-1**に示します．

信号源からの電流と負荷が発生する電圧との間に生じる位相ずれ(θ)は，等価回路の純抵抗分R_pとリアクタンス分X_pが作る角度で決まります．振幅の減少は，インピーダンスの大きさZとリアクタンスX_pとの比で決まります．

10 MHzの基本周波数における位相ずれと振幅の減少は，受動プローブで3.95°と99.8%，FETプローブで0.72°と100%です．

3次高調波(30 MHz)では，受動プローブが11.7°と98.0%，FETプローブが2.16°と99.9%．

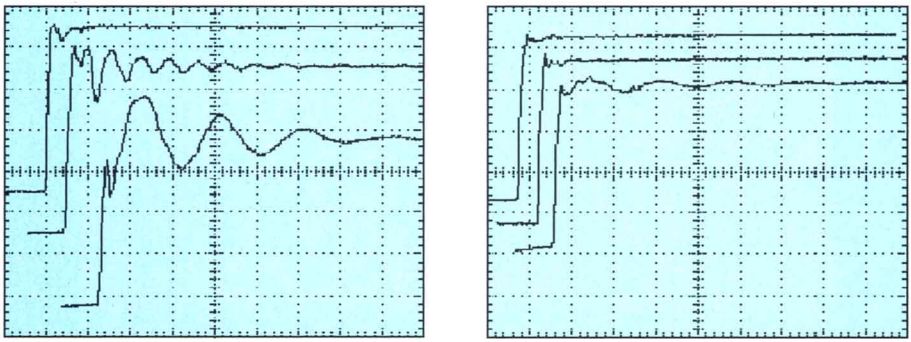
5次高調波(50 MHz)では，受動プローブが19.03°と94.5%，FETプローブが3.59°と99.8%になります．

表A-1　受動プローブとFETプローブでの変化

パラメータ	受動プローブ	FETプローブ
R_1	100 Ω	100 Ω
C_1	1 pF	1 pF
R_2	10 MΩ	1 MΩ
C_2	10 pF	1 pF
$C_1 + C_2$	11 pF	2 pF
X_p(10 MHz)	1448 Ω	7962 Ω
X_p(30 MHz)	483 Ω	2654 Ω
X_p(50 MHz)	290 Ω	1592 Ω
R_p/X_p(10 MHz)	0.06906	0.01256
R_p/X_p(30 MHz)	0.20704	0.03768
R_p/X_p(50 MHz)	0.34483	0.06281
θ (10 MHz)	3.95°	0.72°
θ (30 MHz)	11.70°	2.16°
θ (50 MHz)	19.03°	3.59°
Z(10 MHz)	1451 Ω	7963 Ω
Z(30 MHz)	493 Ω	2656 Ω
Z(50 MHz)	307 Ω	1595 Ω
X_p/Z(10 MHz)	99.80%	100.00%
X_p/Z(30 MHz)	98.00%	99.90%
X_p/Z(50 MHz)	94.50%	99.80%

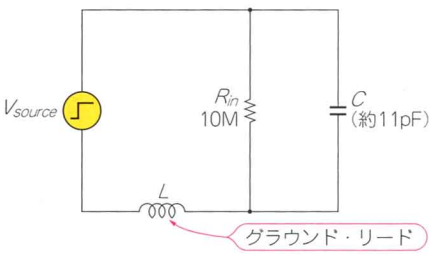
受動プローブのほうが，FETプローブと比べて，高調波での位相ずれが大きく，振幅の減少も著しいことがわかります．

矩形波を理想的に再現するには，基本波とその高調波の位相ずれがなく，振幅減少もなく，加算されなければなりません．基本波とその5次高調波を比較した場合，FETプロー



(a) 受動プローブ　　(b) FETプローブ

図A-4　グラウンド・リードの影響
各波形のグラウンド・リードの長さは上から13 mm，15 cm，30 cm



図A-3　グラウンド・リードを含めた等価回路

ブを接続したときは位相ずれが2.87°，振幅減少が0.2%で済むのに対し，受動プローブを接続したときは位相ずれが15.08°，振幅減少が5.3%にもなります．

受動プローブで観測された波形は，もとの理想の波形とはかなり異なってしまいます．波形のひずみ方は，信号源のインピーダンスによって変わります．信号源のインピーダンスが50 Ω程度と小さな場合は，受動プローブとFETプローブのひずみ具合はあまり変わりません．

● グラウンド・リードの影響

プローブ接続による波形のひずみを，容量だけの影響に着目して説明しましたが，実際には，これにグラウンド・リードのインダクタンス分が加わり，等価回路は**図A-3**のようにもう少し複雑になります．

言い換えれば，グラウンド・リードのインダクタンス(L)とプローブの入力容量(C)による共振を考慮する必要があります．共振周波数fは，

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

で表され，**図A-4**のようなリンギングを生じます．

図A-4の波形は上から13 mm，15 cm，30 cmのグラウンド・リードを使用した場合のパルス立ち上がり波形を表しています．上側の写真は受動プローブ，下側の写真はFETプローブの波形です．

前述の式から，グラウンド・リードのインダクタンス(L)が小さいほど，またプローブの入力容量(C)が小さいほど，共振周波数は高くなり，リンギングをプローブの周波数帯域外

に追い出す(つまりリンギングの影響を防ぐ)ことができます.

図A-4から，グラウンド・リードが短いほどリンギングが小さくなる様子と，FETプローブのほうがより小さくなる様子が読み取れます.

このようなリンギングが，長いグラウンド・リードに起因するものかどうかは，比較的簡単に判別できます.

波形を観測しながら，長いグラウンド・リードを指でつまんで動かしてください．グラウンド・リードに起因するリンギングなら，その形が大きく変わります.

入力容量(*C*)については，入力容量の小さなプローブ(特にFETプローブ)を選択すればよいのですが，グラウンド・リードのインダクタンス(*L*)はどうすればよいのでしょうか.

インダクタンスの少ない「剣型グラウンド・アダプタ」や「スプリング・グラウンド・コンタクト」も効果的ですが，あらかじめ測定点に「回路ボード・コネクタ」を埋め込んでおくか，「シャーシ・マウント・テスト・ジャック」をはんだ付けしておくと，さらに効果的です.

● FETプローブのダイナミック・レンジ

FETプローブは非常に優れた特性をもっていますが，±24 Vのアナログ回路の測定に使用すると，頭のつぶれたひずんだ波形になってしまうことがあります．FETプローブの最大規格は±40 Vなので，十分余裕があるはずです.

実は，振幅が少し大きくなるとFETプローブ自体が飽和してしまうのです．測定された波形の頭がつぶれて，ひずんでしまうのです.

最大入力電圧±40 Vとは，プローブが壊れない電圧のことです．FETプローブの規格中の最大動作電圧とかダイナミック・レンジとかで表現された電圧が，実際に測定可能な電圧範囲なのです.

最大動作電圧は，外付けアッテネータを付けないタイプのFETプローブではせいぜい±10 Vくらいしかありません.

測定可能な電圧範囲を拡大する方法は二つあります.

一つは外付けのアッテネータを付けるタイプを選ぶことです．このタイプでは，FETプローブ自体にキャップをかぶせるようにして外付けのアッテネータを取り付けます．そうすれば，測定可能な電圧範囲は±60 Vくらいまで拡大します.

もう一つは，オフセット機能付きのタイプを選ぶことです．この機能では，もともとの最大動作電圧が拡大されるわけではないのですが，最大動作電圧の中心値を±10 Vくらいの範囲でシフトすることができます．つまり，最大動作電圧±8 V，オフセット範囲を±10 Vとすると，測定可能な電圧範囲を+2 Vから+18 Vとすることもできるのです.

一見万能に見えるFETプローブですが，使用に際してはこのような点も注意してください.

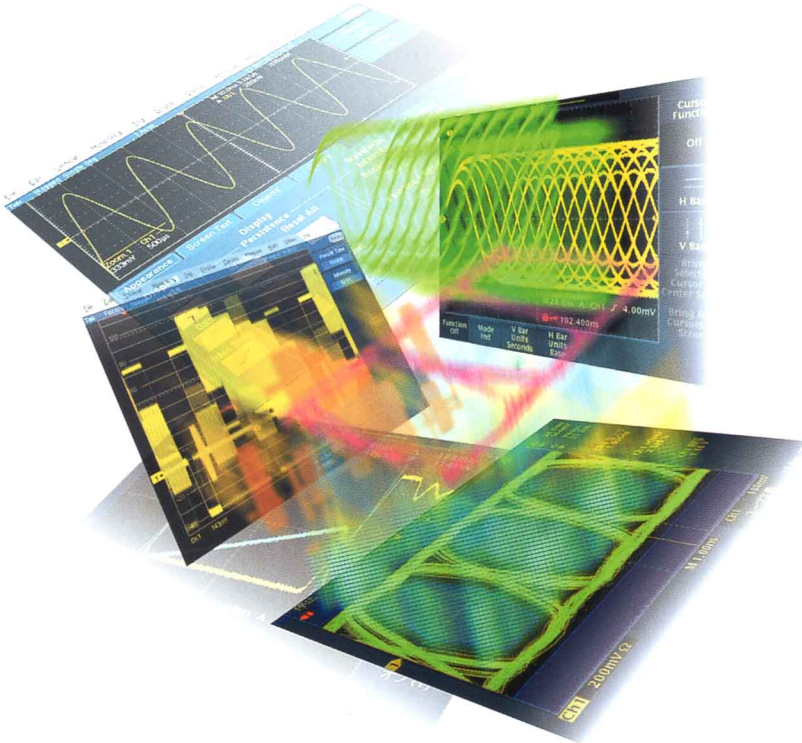
●本誌掲載記事の利用についてのご注意
本誌掲載記事には著作権があり，また工業所有権が確立されている場合があります．したがって，個人で利用される場合以外は所有者の承諾が必要です．
また，掲載された回路，技術，プログラムを利用して生じたトラブルなどについては，小社ならびに著作権者は責任を負いかねますのでご了承ください．
本誌に記載されている社名，および製品名は，一般に開発メーカの登録商標または商標です．なお本文中では™，®，©の各表示を明記しておりません．

トランジスタ技術 2004年3月号 別冊付録
ディジタル・オシロスコープ活用入門

平成16年3月1日発行（毎月1回1日発行）第41巻 第3号 通巻第474号

著　者　渡辺 勝彦
渡辺 潔
浜田 恭司
薩摩 泰文
編集人　寺前 裕司
発行所　CQ出版株式会社
〒170-8461　東京都豊島区巣鴨1-14-2
☎(03)5395-2123（出版部）
☎(03)5395-2141（販売部）
振替　00100-7-10665

© Katsuhiko Watanabe,
Kiyoshi Watanabe,
Kyoji Hamada,
Yasufumi Satsuma 2004
（無断転載を禁じます）


Appearance
Scale/Text
Display
Display Persistence
Reset All
Function Off
Mode Ind
V Bar Units Seconds
H Bar Units Bar
4.00mV
182.400ms
200mV Ω