

ATI 技術によるリアルタイム・オシロスコープの周波数帯域拡張

過去 10 年の間、データ通信レートは 10 倍以上も高速になっています。1Gbps 以下だったデータ・レートは、今では 10Gbps 以上になっています。光通信は 100Gbps 以上で設計されており、研究レベルでは近い将来において 1Tbps が目標になっています。RF 無線通信では GHz レンジの広帯域信号を採用しており、同時に、RF/光通信ともに複雑な変調方式と小振幅信号を使用してチャンネル・データ容量/規制要件に対応しています。このようなシステム設計の検証、適合性、デバッグには、広帯域のリアルタイム・オシロスコープが必要になります。オシロスコープの設計エンジニアは、60~70GHz レンジの要求に応えるためのリアルタイム・オシロスコープ性能拡張を求められています。

この技術資料では、リアルタイム・オシロスコープの周波数帯域を拡張するための技術を比較し、最新の技術革新である「ATI (Asynchronous Time Interleaving) 非同期タイム・インターリーブ」について説明します。

従来の AD コンバータ・チャンネル

従来のリアルタイム・デジタル・オシロスコープのチャンネルは、一般的にアナログ・フロントエンドを採用しており、シグナル・コンディショニング用のプリアンプ/アッテネータ、サンプリング時の信号振幅保持のためのトラック&ホールドで構成されています。アナログ・デジタル・コンバータ (ADC) は、連続的なトラック&ホールドの電圧を数値に変換するために使用されます (図 1 参照)。

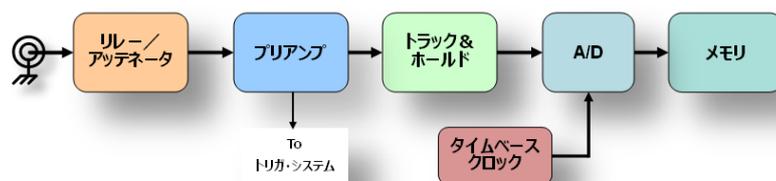


図 1. 従来のアナログ・デジタル・アキュイジション・チャンネル

チャンネルの全帯域要件はアナログ・フロントエンドがサポートするため、チャンネルの帯域は ADC のサンプル・レートによって制限されます。ナイキストの定理によれば、必要な周波数帯域ですべての信号成分を正確に再生するためには、サンプル・レートは周波数帯域の 2 倍以上が必要になります。例えば、25GHz のチャンネル帯域では、50GS/s 以上のサンプル・レートが必要になります。周波数帯域要求が増え続けると、ナイキスト要件に見合う ADC を見つけることが難しくなります。

ここでは、まず従来の ADC チャンネルのチャンネル・ノイズを考えてみます。これは、これから説明する ADC 性能の拡張技術に伴うチャンネル・ノイズを理解する上で重要となります。

広帯域リアルタイム・オシロスコープの探求

ATI 技術によるリアルタイム・オシロスコープの周波数帯域拡張

図 2 は、周波数に対するランダム・ノイズのパワー・スペクトル密度を示しています。

ランダム・ノイズはその定義からすべての周波数成分を含んでいるため、パワー・スペクトル密度は計測器のナイキスト帯域全体に均一に分散しています。50GS/s のチャンネルでは、ナイキスト帯域は 25GHz になります。

図 2 に示すように、ノイズが除去されています。これは、オシロスコープの帯域制限フィルタ（アンチエイリアス・フィルタとも呼びます）が、帯域制限フィルタのカットオフとチャンネルのナイキスト帯域間のスペクトル領域にあるノイズを除去するためです。

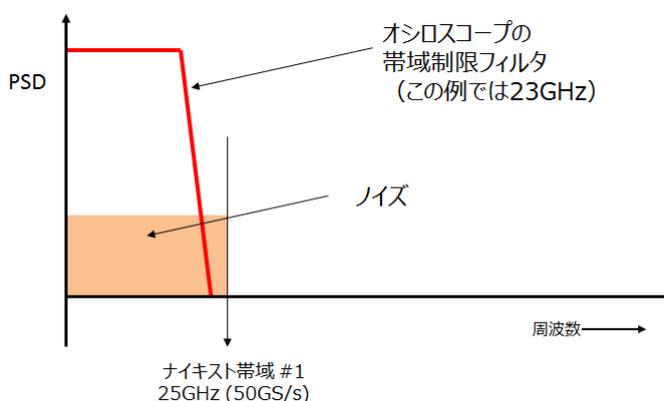


図 2 : 周波数に対するランダム・ノイズのパワー・スペクトル密度

タイム・インターリーブ・チャンネル

ADC コンポーネントのサンプル・レート以上の帯域が必要になった場合、このコンポーネントを使用して拡張要件に対応する技術を探るか、次世代の ADC を設計しなければなりません。タイム・インターリーブは、既存のコンポーネントの性能を拡張するための代表的な技術です。この方法では、目的的全帯域を通すようにアナログ・フロントエンドを設計し、2 つの A/D コンバータを並列で使用します。各 ADC は、ナイキスト要件を満たすために必要なトータルサンプル・レートの、少なくとも半分のサンプル・レートを持っている必要があります。例えば、最高 45GHz をサポートするアナログ・フロントエンドの場合、50GS/s の ADC をインターリーブして 100GS/s にします（図 3 参照）。この場合、2 つの ADC のクロックは 180°位相をずらします。データはそれぞれの ADC の後のメモリに保存され、アキュジションが完了すると、100GS/s の波形表示はデータをデインターリーブ（デマックスとも呼ばれます）することによって再構築されます。インターリーブできる ADC の数に制限はありませんが、ADC の数が増えるにしたがってインターリーブするデバイスのタイム・アライメントの制御が難しくなります。このタイム・インターリーブ技術は、GHz レンジの性能を持つ、すべてのオシロスコープ・メーカーで採用されています。

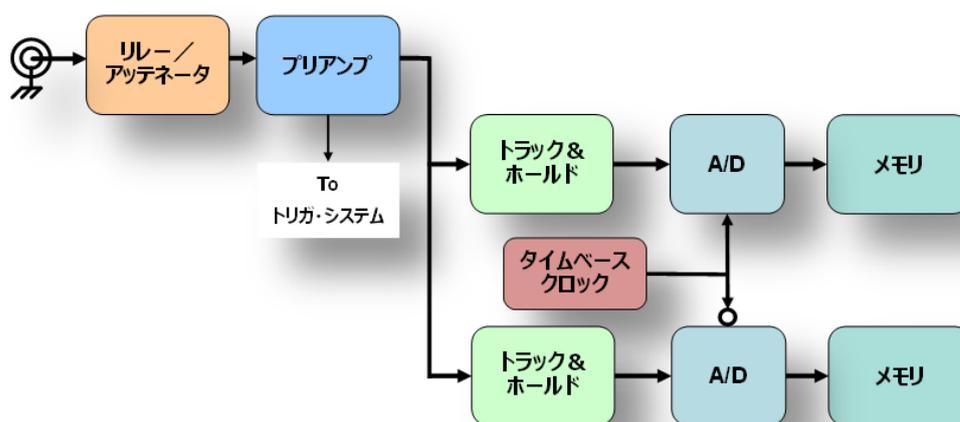


図 3. タイム・インターリーブされた A/D コンバータ

広帯域リアルタイム・オシロスコープの探求

ATI 技術によるリアルタイム・オシロスコープの周波数帯域拡張

サンプル・レートが上がると、ランダム・ノイズは新しくなったナイキスト周波数全体に均一に広がります。図 4 の例では、サンプル・レートは 50GS/s から 100GS/s に上がり、ナイキスト周波数は 25GHz から 50GHz に拡張されています。タイム・インターリーブされた各チャンネルのノイズ性能が等しいとすると、ノイズのパワー・スペクトル密度のパワーは半分になり、新しいナイキスト周波数全体に均一に広がります。本稿で説明しているタイム・インターリーブの目的は、広帯域のアナログ・フロントエンド、高いサンプル・レートでシステムの帯域を拡張することですが、最初に説明したように、帯域を一定に保つと（オシロスコープの同じ帯域制限フィルタを使用）、かなりのノイズ信号を除去することになります。

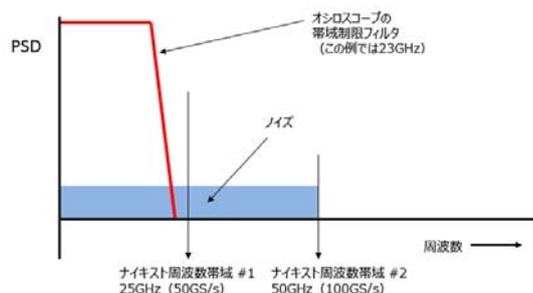


図 4. タイム・インターリーブによるナイキスト帯域の拡張

この方法による実際の実装では、ノイズは 15~20%程度低減できることがわかっています。

周波数インターリーブ・チャンネル - ダウンコンバータによるミキシング

ダウンコンバータは、無線機などの RF アプリケーションで長い間使用されてきました。コンセプトは至ってシンプルであり、2つの周波数をミックスし、結果は周波数の和と差になります（ヘテロダインとも呼ばれます）。2つの周波数のうちの1つをもう一方の周波数に対して注意深く選択すると（ローカル・オシレータ）、差の周波数をより便利な（通常は低い）レンジに移動できます。

オシロスコープでダウンコンバータを使用することは、長い間使用されてきたテクニックでもあります。当初、ダウンコンバータは外付ユニットであり、オシロスコープとダウンコンバータの校正はユーザが行っていました。その後、ダウンコンバータは機器内に組み込まれます。オシロスコープ・チャンネルの場合、ローカル・オシレータの周波数をアナログ・フロントエンド帯域の中間バンドに設定することで、1つの ADC でオシロスコープ帯域の上側半分を、もう一つの ADC で下側半分を取込むことができます。上下半分ずつを繋ぎ合わせて完全な波形に再構築するのは、現在のデジタル・リアルタイム・オシロスコープでは DSP の役割です。

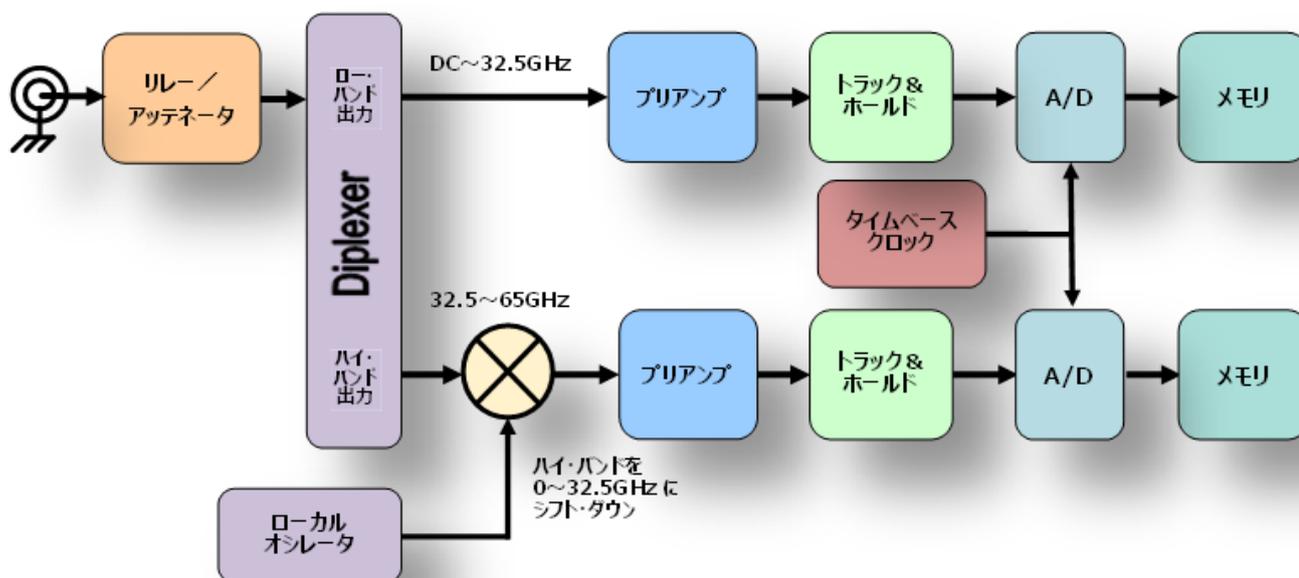


図 5. ミキサベースのアクイジション・チャンネルの例

広帯域リアルタイム・オシロスコープの探求

ATI 技術によるリアルタイム・オシロスコープの周波数帯域拡張

デジタル・オシロスコープでこの方法を初めて実装したのがテラダイン・レクロイ社（旧レクロイ社、以降レクロイと表記）であり、デジタル帯域インターリーブ（DBI）と名付けました。最近では、キーサイト・テクノロジー社（旧アジレント・テクノロジー社、以降キーサイトと表記）が RealEdge チャンネルとして続けました。オシロスコープの設計エンジニアにとっての利点は、それぞれの ADC はトータルの周波数帯域以上のサンプル・レートさえあればよいということです。しかし、この設計手法には問題点があります。アキュイジションが完了し、データがメモリに入ったならば、デジタル信号処理（DSP）技術により、上のバンドを元の周波数レンジにアップコンバートして戻す必要があります。2つのスペクトル成分を再生し、波形として再構築するのは複雑な作業です。2つの経路は同じではないため、校正においてこの差を DSP によって補正する必要があります。さらに、2つのスペクトル成分で使用されるバンドパス・フィルタが狭帯域であるため、スペクトラムのセンターをだすのは困難です。再結合の領域でフラットネスの問題、さらに位相の直線性の問題があります。

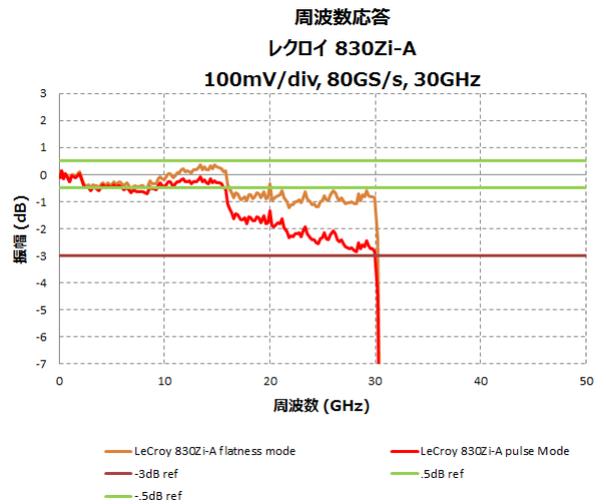


図 6. レクロイ 830Zi-A の周波数応答曲線

図 6 はレクロイの 830Zi-A の周波数応答であり、16GHz 以上で DBI を使用しています。0～15GHz の周波数応答はほどほどに制御されていますが、15～30GHz ではまったく異なった特性になっています。レクロイは、3種類の最適化モードを用意しています。2つのモードにおけるフラットネスの違いはかなり大きなものになっています。フラットネス・モードでは、22GHz で測定した値は、実際の信号よりも約 10% 小さくなっています。パルス最適化モードでは、22GHz における同じ振幅測定は 20% 以上小さくなっています。

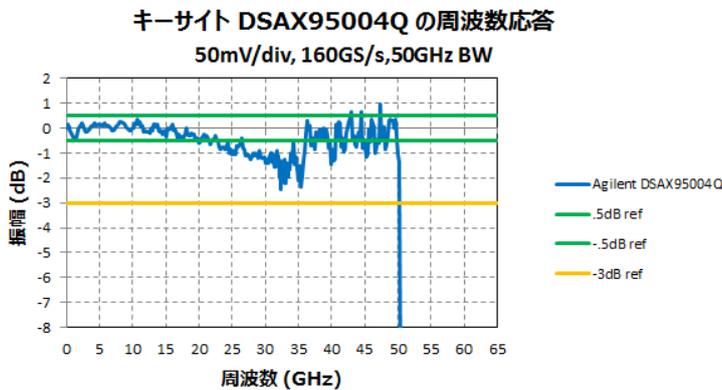


図 7. キーサイト DSAX95004Q の周波数応答曲線

RealEdge 入力を使用したキーサイトの DSAX95004Q でも、同様の問題があります。その周波数応答を図 7 に示します。

レクロイと比べると、キーサイトは帯域全般においてより良く制御されていますが、約 32GHz の部分が問題です。キーサイトの 50GHz オシロスコープは 63GHz オシロスコープと同じ設計であるため、25GHz ではなく、32GHz に問題が見えるのは驚くことではありません。この領域における 2dB 以上の変動は、この周波数における振幅測定の誤差が 20% 以上になることを意味します。

広帯域リアルタイム・オシロスコープの探求

ATI 技術によるリアルタイム・オシロスコープの周波数帯域拡張

ノイズの問題に戻りますが（図 8）、周波数インターリーブによるチャンネル・ノイズについて考えてみます。先にも説明したように、ノイズの PSD（パワー・スペクトル密度）はアキュイジション・チャンネルのナイキスト帯域（サンプル・レートの半分）に均一に分散しています。各 ADC は全周波数スパンの半分を取込むため、周波数帯域を一定に保ったままタイム・インターリーブから周波数インターリーブにしても、ノイズは低減しません。実際、周波数インターリーブでは一般的にノイズが増えます。この様子を、図 9 に示しています。キーサイトの DSAX95004Q オシロスコープを使用しており、33GHz における標準チャンネルのノイズ性能（左の図）と、同じく 33GHz における RealEdge チャンネルによるノイズ性能（右の図）を比較しています。

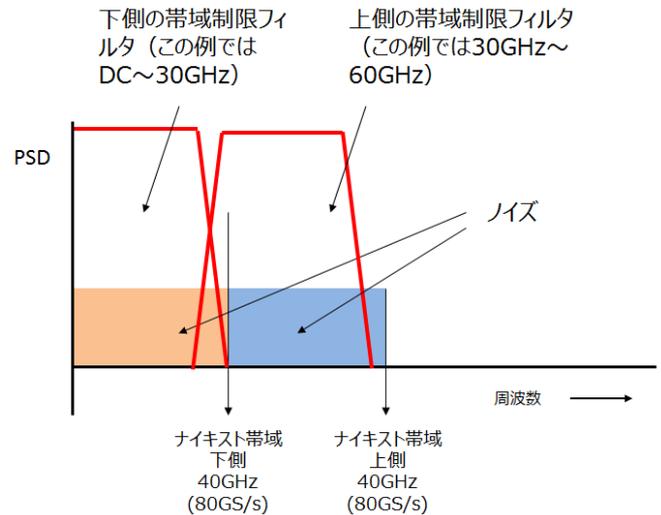


図 8. ナイキスト帯域におけるノイズの PSD

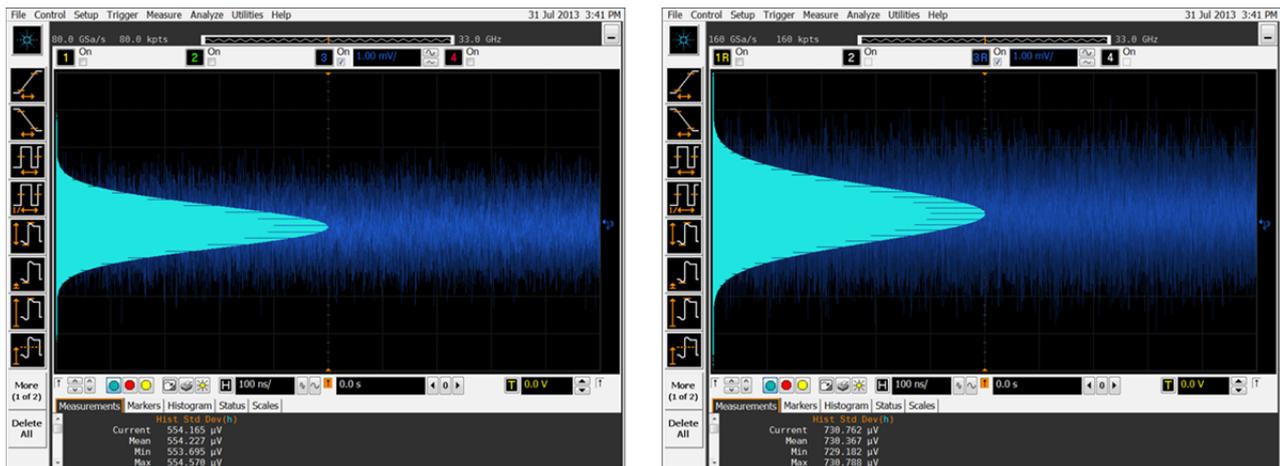


図 9. キーサイト DSAX95004Q オシロスコープ・チャンネルのノイズ性能比較（標準対 RealEdge）

キーサイトのオシロスコープでは、標準チャンネルによるベースライン・ノイズは $554\mu\text{Vrms}$ と測定されますが、RealEdge チャンネルではベースライン・ノイズは $731\mu\text{Vrms}$ と測定されます。どちらも 33GHz 帯域で測定していますが、RealEdge チャンネルは、標準チャンネルに比べて約 32% もノイズが増えています。

広帯域リアルタイム・オシロスコープの探求

ATI 技術によるリアルタイム・オシロスコープの周波数帯域拡張

非同期タイム・インターリーブ (ATI) – ダウンコンバータ技術の応用

従来の GHz 帯域オシロスコープで使用されていた周波数インターリーブのアーキテクチャによる技術的な問題点を解決するため、テクトロニクスは新しいアプローチで DBI による問題点を解決しつつ、既存の ADC による帯域拡張を可能にしました。新しい非同期タイム・インターリーブ (Asynchronous Time Interleaving, ATI) では、高調波ミキサとしてプリサンプラを使用しています。非同期タイム・インターリーブ回路のブロック図を、図 10 に示します。

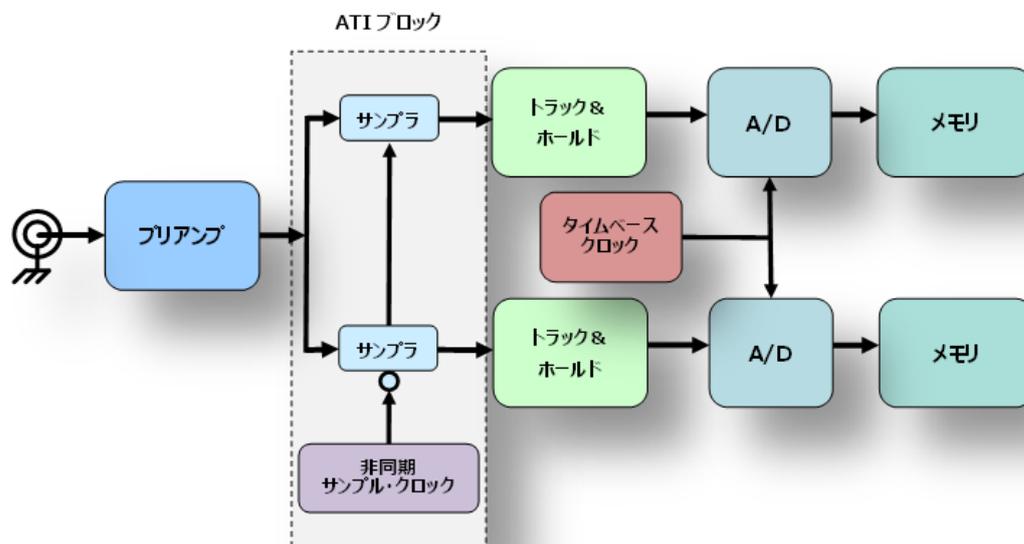


図 10. 非同期タイム・インターリーブ (ATI) 回路

この設計でまず目に付くのは、信号経路が対称であることです。アキュイジション・チャンネルの両サイドにおいて、伝搬遅延または位相シフトに大きな違いはありません。これにより、DSP のリミックスまたは再構築のポストアキュイジション・プロセスが簡単になり、DBI に比べて中間バンドのクロスオーバーにおけるエラーが低減できます。ATI では、信号のすべての帯域が両方の ADC に入ります。この方法では、ノイズのパワー・スペクトル密度は、トータルサンプル・レート（個々の ADC のサンプル・レートの 2 倍）に均一に分散します。結果として、パスバンドの全体のノイズは、DBI アーキテクチャに比べて小さくなります。

高調波ミキシングと時間サンプリングは同じであるため、図 10 に示すような ATI 回路において、プリサンプラを使用したミキシングが可能になります。この設計では、プリサンプラを利用して意図的に入力信号をサブサンプルしており、スペクトル成分の上半分を ADC のナイキスト帯域内に折り返します。例えば、75GHz で非同期サンプル・クロックを動作させることにより 70GHz のシステムが可能になります。これにより、70GHz 信号の上半分は、DC から 37.5GHz の範囲に折り返されます。プリサンプラからのデータは、100GS/s など、プリサンプラからは独立したレートによって ADC でサンプリングできます。プリサンプラは、ADC のサンプル・クロックとは非同期で動作します。ATI チャンネルのそれぞれの経路における信号の様子を図 11 に示します。

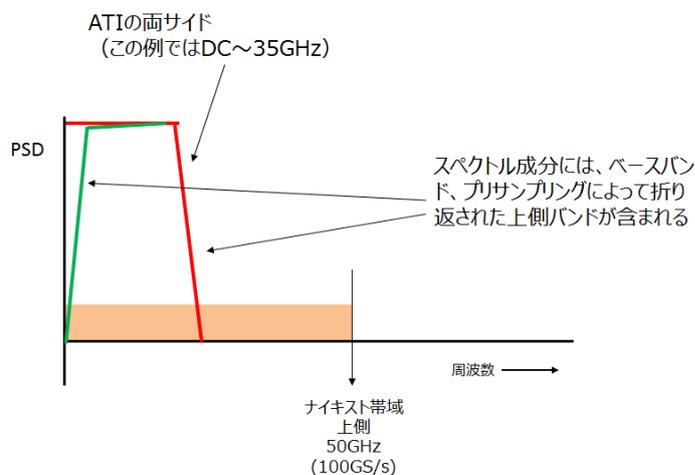


図 11. ATI チャンネル各経路の信号

広帯域リアルタイム・オシロスコープの探求

ATI 技術によるリアルタイム・オシロスコープの周波数帯域拡張

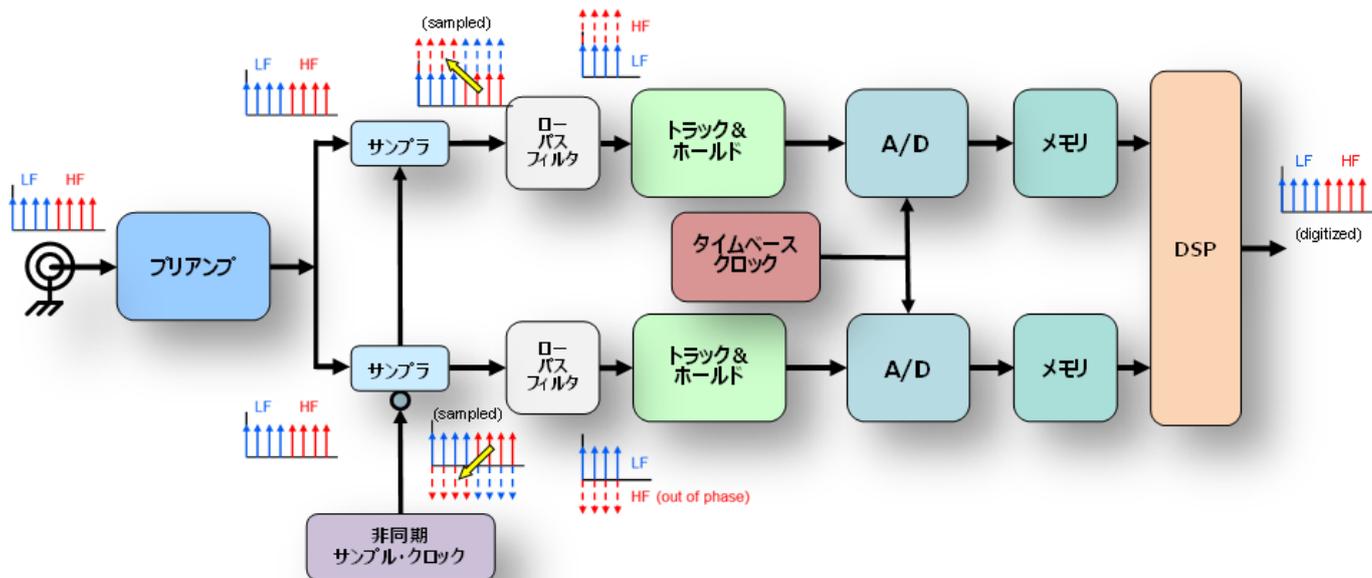


図 12. ATI チャンネルのブロック図

図 12 は、ATI チャンネルの詳細なブロック図を示しており、アキュイジション・チャンネルの重要なポイントにおける信号のスペクトル成分を示しています。すべてのスペクトラムはプリアンプに入力され、それぞれのプリサンプリングに送られます。プリサンプリングの出力は、下側バンド・レンジに折り返された上側バンドの差分スペクトラムと、上側バンド・レンジに重畳された下側バンドのスペクトラムが加えられたスペクトラムを含んだものになります。この複雑なスペクトラムはローパス・フィルタに入って上側バンド・レンジが除去され、折り返された上側バンド成分を含んだ下側バンドは通過します。フィルタされた信号はトラック&ホールド回路に送られた後、ADC に取込まれます。

アキュイジションが終わり、データがメモリに保存されると、DSP 技術によって信号はデジタル的にリミックスされ、元の信号に再生されます。この時点では、デジタル・ミキサーの入力として、物理的な非同期サンプリング・クロック信号というよりも、非同期サンプリング・クロック信号の数学的表現が使用され、元のアナログ非同期サンプリング・クロックと信号の演算表現の位相関係は一致します。

2 つのプリサンプリングは、位相が 180° ずれています。このことは、信号を再構築する際に重要になります。信号再構築のデジタル・ミキシング後の数字で表される信号には、オリジナルで取込んだデータからの加算および差分のスペクトル成分が含まれています。都合よいことに、最後の信号の結合時に 180° 位相のずれたスペクトラム部分はキャンセルされるため、オリジナルのスペクトラムと、75GHz ローパス・フィルタで除去されたスペクトラムの加算スペクトラムの部分が残ります。すなわち、アキュイジションのためにオシロスコープに取込まれた DC~70GHz の成分のみが残ります。

最終的な結合は、基本的に二分割されたものの合算になります。これにより、入力振幅はそのまの値に、しかしアキュイジション全体のノイズ平均効果があり、結果として測定チャンネルのトータル・ノイズが低減されることになります。

広帯域リアルタイム・オシロスコープの探求

ATI 技術によるリアルタイム・オシロスコープの周波数帯域拡張

初の ATI 実装機 : DPO77002SX 型

テクトロニクスの DPO77002SX 型 ATI パフォーマンス・オシロスコープは、ATI 技術を実装した初の製品です。ATI 技術により 70GHz 帯域、200GS/s で 1ch、または従来のリアルタイム・アキュイジションにより 33GHz 帯域、100GS/s で 2ch が使用できます。



テクトロニクスの ATI 技術は、次のように要約できます。

- 既存の ADC デバイスの性能拡張における優れた手法である
- 優れた信号忠実度がある
- ノイズ・レベルが抑えられる

IBM の 9HP SiGe BiCMOS 技術 (Ft = 300GHz) は、次世代オシロスコープ設計のための 70GHz 周波数帯域サポートに必要なハードウェア性能を提供します。