

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2008-521014
(P2008-521014A)

(43) 公表日 平成20年6月19日(2008.6.19)

(5) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
GO 1 R 13/20 (2006.01)	GO 1 R 13/20 N	5 J 0 2 2
HO 3 M 1/10 (2006.01)	HO 3 M 1/10 C	
GO 1 R 23/173 (2006.01)	GO 1 R 23/173 Z	

審査請求 有 予備審査請求 未請求 (全 36 頁)

(21) 出願番号 特願2007-543378 (P2007-543378)
 (86) (22) 出願日 平成17年11月18日 (2005.11.18)
 (85) 翻訳文提出日 平成19年7月18日 (2007.7.18)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2005/042223
 (87) 国際公開番号 W02006/055935
 (87) 国際公開日 平成18年5月26日 (2006.5.26)
 (31) 優先権主張番号 60/629,050
 (32) 優先日 平成16年11月18日 (2004.11.18)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)
 (31) 優先権主張番号 60/656,616
 (32) 優先日 平成17年2月25日 (2005.2.25)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)
 (31) 優先権主張番号 60/656,865
 (32) 優先日 平成17年2月25日 (2005.2.25)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 504326985
 レクロイ コーポレーション
 LECROY CORPORATION
 アメリカ合衆国 10977-6499
 ニューヨーク州, チェスナット リッジ
 , チェスナット リッジ ロード 700
 (74) 代理人 100089705
 弁理士 社本 一夫
 (74) 代理人 100140109
 弁理士 小野 新次郎
 (74) 代理人 100075270
 弁理士 小林 泰
 (74) 代理人 100080137
 弁理士 千葉 昭男

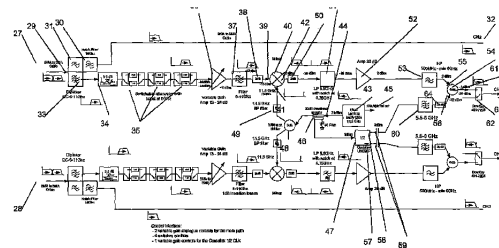
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高帯域幅オシロスコープ

(57) 【要約】

好ましい実施形態では、オシロスコープの帯域幅を改善するための方法は、インターリーブだけによって達成可能な帯域幅を有意に超えるシステム帯域幅を得るために周波数のアップコンバージョン及びダウンコンバージョン技術の使用を伴う。例示的な実施形態では、この技術は、入力信号を高域周波数成分及び低域周波数成分に分離する段階と、オシロスコープのアナログフロントエンドによって処理することができるようにアナログ領域の高域周波数成分をダウンコンバージョンする段階と、低域周波数成分及びダウンコンバージョンされた高域周波数成分をデジタル化する段階と、デジタル化された低域周波数成分及び高域周波数成分から受信アナログ信号のデジタル表現を形成する段階とを含む。好ましい実施形態は、インターリーブ及び増幅器及びADC設計における最新技術に関連する制限を超えて帯域幅を向上させることができるという有意な利点を達成する。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

アナログ信号をデジタル化する方法であって、
ある周波数レンジに及ぶアナログ信号を第 1 の周波数帯域を占有する第 1 の信号と、少なくとも実質的な部分が前記第 1 の周波数帯域よりも高い第 2 の周波数帯域を占有する第 2 の信号とに分離する段階と、
前記第 2 の信号をより低い周波数帯域に変換する段階と、
前記アナログ信号周波数レンジよりも低い周波数レンジを有するデジタル要素を用いて前記変換された第 2 の信号をデジタル化する段階と、
前記第 1 の信号をデジタル化する段階と、
前記デジタル化された第 1 の信号及び前記デジタル化された第 2 の信号から、前記アナログ信号の周波数レンジに実質的に及ぶアナログ信号のデジタル表現を形成する段階と、
を含む方法。

10

【請求項 2】

前記アナログ信号は、実質的に分離した周波数帯域を各々が占有する 3 つ又はそれ以上の信号に分離される、
ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記第 1 の周波数帯域及び前記第 2 の周波数帯域が実質的に重なり合う、
ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

20

【請求項 4】

前記第 1 の周波数帯域及び前記第 2 の周波数帯域は、共同で前記アナログ入力信号周波数レンジの実質的な部分を省略する、
ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

前記デジタル化された第 1 の信号及び前記デジタル化された第 2 の信号から前記アナログ信号のデジタル表現を形成する段階は、前記デジタル化された第 2 の信号を周波数変換して、前記変換されデジタル化された第 2 の信号を前記デジタル化された第 1 の信号と合成する段階を含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 6】

前記合成段階の前に、前記デジタル化された第 2 の信号を前記第 2 の周波数帯域信号に実質的に周波数変換する段階を更に含む請求項 5 に記載の方法。

30

【請求項 7】

前記周波数変換段階が周期関数と混合する段階を含む請求項 5 に記載の方法。

【請求項 8】

前記周期関数は正弦関数ではない、
ことを特徴とする請求項 7 に記載の方法。

【請求項 9】

前記低周波数帯域は前記第 1 の周波数帯域と実質的に異なる、
ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

40

【請求項 10】

前記第 2 の信号に対して前記第 1 の信号を遅延させる段階を更に含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 11】

前記形成段階が正弦関数とデジタル混合する段階を含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 12】

前記変換段階がある周波数を有する第 1 の周期関数と混合する段階を含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 13】

前記形成段階は、前記第 1 の周期関数と実質的に同じ周波数を有する第 2 の周期関数と

50

デジタル混合する段階を含む請求項 1 2 に記載の方法。

【請求項 1 4】

前記変換された第 2 の信号のイメージをフィルタリングにより除外する段階を更に含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 1 5】

前記低周波数帯域において前記変換された第 2 の信号は、前記デジタル表現の形成前にアップサンプリングされる、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 1 6】

前記デジタル表現、前記第 1 の信号、又は前記第 2 の信号から誤差信号を除去する段階を更に含む請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 1 7】

前記第 1 の信号又は前記第 2 の信号の位相を補正する段階を更に含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 1 8】

前記デジタル表現の形成中に前記第 1 の信号又は前記第 2 の信号から誤差信号を除去するか、又は前記第 1 の信号又は前記第 2 の信号の位相を補正する段階を更に含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 1 9】

前記デジタル表現は、実質的に前記周波数レンジ全体にわたる前記アナログ入力信号の実質的に正確な表現である、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

20

【請求項 2 0】

前記デジタル表現をデジタルオシロスコープ内のデジタル信号処理ハードウェアに出力する段階を更に含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 2 1】

前記アナログ信号は評価中のデバイスからの入力信号である、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 2 2】

一定のオフセットを有する第 1 の局所発振器の位相を求めるのに用いられる位相情報を保持する基準トーンを発生させる段階を更に含み、前記第 1 の局所発振器は、前記第 2 の信号を前記低周波数帯域に変換させるのに用いられることを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

30

【請求項 2 3】

前記基準トーンをデジタル化する段階を更に含む請求項 2 2 に記載の方法。

【請求項 2 4】

前記位相及び一定のオフセットに従って第 2 の局所発振器を生成する段階を更に含む請求項 2 3 に記載の方法。

【請求項 2 5】

前記変換した第 2 の信号を実質的に前記第 2 の周波数帯域に周波数変換するために前記第 2 の局所発振器を用いる段階を更に含む請求項 2 4 に記載の方法。

40

【請求項 2 6】

前記基準トーンを前記変換した第 2 の信号に挿入する段階を更に含む請求項 2 2 に記載の方法。

【請求項 2 7】

前記基準トーンを前記第 1 の信号に挿入する段階を更に含む請求項 2 2 に記載の方法。

【請求項 2 8】

前記アナログ入力信号を少なくとも実質的な部分が前記第 2 の周波数帯域よりも高い第 3 の周波数帯域を占有する第 3 の信号に分離する段階を更に含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 2 9】

50

前記第 3 の信号を前記第 2 の信号と実質的に同じ低周波数帯域に変換する段階を更に含む請求項 28 に記載の方法。

【請求項 30】

対象となる信号が前記周波数領域の一部だけに及び、
ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 31】

アナログ信号を収集するためのシステムであって、
第 1 の周波数帯域と該第 1 の周波数帯域よりも高く前記第 1 の周波数帯域と実質的に重なり合わない第 2 の周波数帯域とを含む周波数レンジに及びアナログ入力信号を受信するためのアナログ入力部と、

10

前記第 1 の周波数帯域を占有する第 1 の信号を伝送する第 1 の信号経路と、
前記第 2 の周波数帯域を占有する第 2 の信号を伝送する第 2 の信号経路と、
前記第 2 の信号を低周波数帯域に変換する周波数変換器と、
前記アナログ信号の周波数レンジよりも低い周波数レンジを有する、前記第 1 の信号及び第 2 の信号をデジタル化するためのデジタル化システムと、
前記デジタル化された第 2 の信号を前記第 2 の周波数帯域に実質的に復元するための第 2 の周波数変換器と、

前記第 1 の信号及び前記第 2 の信号を結合して前記アナログ入力信号のデジタル表現を形成するためのデジタル合成器であって、前記デジタル表現は実質的に前記アナログ信号の周波数レンジに及びことを特徴とするデジタル合成器と、
を備えるシステム。

20

【請求項 32】

前記周波数変換器は、第 1 の周期波形を発生させる発振器に結合されたミクサーを含む、
ことを特徴とする請求項 31 に記載のシステム。

【請求項 33】

前記第 1 の信号経路内に遅延要素を更に備える請求項 31 に記載のシステム。

【請求項 34】

前記第 2 の周波数変換器は、第 2 の周期波形を受信するデジタルミクサーを含む、
ことを特徴とする請求項 32 に記載のシステム。

30

【請求項 35】

前記第 1 の周期波形及び前記第 2 の周期波形の周波数が実質的に同じである、
ことを特徴とする請求項 34 に記載のシステム。

【請求項 36】

前記第 2 の信号経路内にイメージ阻止フィルタを更に備える請求項 31 に記載のシステム。

【請求項 37】

前記第 2 の信号経路内にアップサンブラを更に備える請求項 31 に記載のシステム。

【請求項 38】

前記第 1 の信号、第 2 の信号、又はデジタル表現内の誤差信号を除去するためのフィルタを更に備える請求項 31 に記載のシステム。

40

【請求項 39】

前記第 1 及び第 2 の周波数帯域が重なり合うクロスオーバ領域において前記第 1 の信号又は第 2 の信号の位相を変更するための位相補正システムを更に備える請求項 31 に記載のシステム。

【請求項 40】

前記デジタル表現は、前記アナログ信号の実質的に周波数レンジ全体にわたる前記アナログ入力信号の実質的に正確な表現である、
ことを特徴とする請求項 31 に記載のシステム。

【請求項 41】

50

デジタルオシロスコープ内のデジタル信号処理ハードウェアに結合された出力部を更に備える請求項 3 1 に記載のシステム。

【請求項 4 2】

前記第 2 の周波数帯域を実質的に上回り、前記第 2 の周波数帯域と実質的に重なり合わない第 3 の周波数帯域を占有する第 3 の信号を伝送するための第 3 の並列信号経路を更に備える請求項 3 1 に記載のシステム。

【請求項 4 3】

前記第 1 の周波数帯域及び前記第 2 の周波数帯域は、共同で前記アナログ入力信号によって占有される周波数レンジの実質的な部分を省略する、
ことを特徴とする請求項 3 1 に記載のシステム。

10

【請求項 4 4】

前記デジタル合成器は、前記デジタイズされた第 2 の信号及び前記第 1 の信号のデジタイズ形式を受信する、
ことを特徴とする請求項 3 1 に記載のシステム。

【請求項 4 5】

前記第 2 の信号を前記低周波数帯域に変換するのに用いられる一定のオフセットを有する第 1 の局所発振器の位相を求めるのに用いられる位相情報を保持するトーンを発生させる基準トーン発生器を更に備える請求項 3 1 に記載のシステム。

【請求項 4 6】

前記変換した第 2 の信号を実質的に前記第 2 の周波数帯域に周波数変換するための第 2 の局所発振器を更に備える請求項 4 5 に記載のシステム。

20

【請求項 4 7】

前記第 1 及び第 2 の周波数帯域は、予め設定された実質的に連続な周波数レンジに及び、
ことを特徴とする請求項 3 1 に記載のシステム。

【請求項 4 8】

前記デジタル表現は、前記予め設定された実質的に連続な周波数レンジに実質的に及び、
ことを特徴とする請求項 3 1 に記載のシステム。

【請求項 4 9】

デジタル収集システムによってアナログ信号を収集するための方法であって、
受信アナログ信号を低周波数帯域信号及び少なくとも 1 つの高周波数帯域信号を含む複数の周波数帯域に分割する段階と、

30

前記低周波数帯域信号をデジタイズする段階と、

前記デジタイズされた低周波数帯域信号をインターリーブ誤差補正する段階と、

前記補正された信号をアップサンプリングする段階と、

前記アップサンプリングされた信号を低域通過フィルタリングする段階と、

前記低域通過フィルタリングされた信号をクロスオーバー位相補正して処理済み低周波数帯域信号を発生させる段階と、

前記少なくとも 1 つの高周波数帯域信号を変換済み低周波数帯域信号に周波数変換し、
前記少なくとも 1 つの高周波数帯域信号の高域周波数成分が高周波数帯域から変換済み低周波数帯域に変換されるようにする段階と、

40

前記高周波数帯域信号を前記変換済み低周波数帯域信号に周波数変換するのに用いられる、一定のオフセットを有する第 1 の局所発振器の位相を求めるのに必要とされる前記位相情報を保持する基準トーンを発生させる段階と、

前記変換済み低周波数帯域信号に前記基準トーンを挿入する段階と、

前記変換済み低周波数帯域信号及び基準トーンをデジタイズする段階と、

前記第 1 の局所発振器の位相を求めるのに用いられる前記位相情報を抽出する段階と、

一定のオフセットを有する前記第 1 の局所発振器の位相を求める段階と、

前記決定された位相及び一定のオフセットに従って第 2 の局所発振器を発生させる段階

50

と、

前記デジタイズされた変換済み低周波数帯域信号及び基準トーンの高周波数帯域信号をインターリーブ誤差補正する段階と、

前記インターリーブ誤差補正された信号をアップサンプリングする段階と、

前記アップサンプリングされた信号を低域イメージフィルタリングして、前記高周波数帯域信号の高周波数帯域外にある周波数成分を阻止する段階と、

前記低域イメージフィルタリングされた信号をノッチフィルタリングして、前記基準トーンを除去する段階と、

前記変換された低周波数帯域内の前記ノッチフィルタリングされた信号を前記第2の局所発振器を用いて前記高周波数帯域内の変換された高周波数帯域信号に周波数変換して戻す段階と、

前記変換された高周波数帯域信号を高域イメージフィルタリングして、あらゆる望ましくないイメージ情報を除去し、処理された変換済み高周波数帯域信号を発生させる段階と、

前記処理済み低周波数帯域信号及び前記処理済み変換済み高周波数帯域信号を合成して、前記受信アナログ信号の帯域幅の実質的に全てにわたる前記受信アナログ信号の実質的に同じ表現にする段階と、

を含む方法。

【発明の詳細な説明】

【背景技術】

【0001】

(関連出願に対する相互参照)

本出願は、i) P u p a l a i k i s によって2004年11月18日に出願された名称「High Bandwidth Oscilloscope (高帯域幅オシロスコープ)」の米国特許仮出願第60/629,050号、ii) P u p a l a i k i s 他によって2005年2月25日に出願された名称「The Digital Heterodyning Oscilloscope (デジタルヘテロダインオシロスコープ)」の米国特許仮出願第60/656,865号、及びiii) M u e l l e r 他によって2005年2月25日に出願された名称「Method and Apparatus for Spurious Tone Reduction in Systems of Mismatched Interleaved Digitizers (不整合インターリーブ構成デジタイザシステムにおけるスプリアストーン低減のための方法及び装置)」の米国特許仮出願第60/656,616号に対する利益を主張する。本出願はまた、P u p a l a i k i s 他によって2002年10月24日に出願された名称「High Bandwidth Real Time Oscilloscope (高帯域幅リアルタイムオシロスコープ)」の米国特許出願第60/420,937号の利益を主張する、P u p a l a i k i s 他によって2003年10月24日に出願された名称「High Bandwidth Real Time Oscilloscope (高帯域幅リアルタイムオシロスコープ)」の現在係属中の米国特許出願第10/693,188号の一部継続出願である。

【0002】

デジタルオシロスコープは、電子回路における信号を観測するためにエンジニアによって利用されるツールである。回路及び信号が益々高速化するにつれて、こうした高速信号をデジタイズし、表示し、更に解析することができるデジタルオシロスコープを有することは有益である。高速信号をデジタイズするデジタルオシロスコープの性能は、その帯域幅及びサンプリングレートによって評価することができる。サンプリングレートは、所与の時間量内に取得される波形のサンプルポイントの数であり、サンプリング周期すなわちサンプル間の時間に反比例する。帯域幅とは、正弦波周波数掃引がDCから高域周波数まで行われる場合、デジタルオシロスコープ画面上に表示される信号が入力正弦波よりもおよそ30%小さくなる周波数である。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 3 】

デジタルオシロスコープの用途の1つは新しい電子デバイスの設計及び解析であるので、最高水準のデジタルオシロスコープは一般に、エレクトロニクスにおける現在の最先端よりも遙かに高速で動作する。これらの速度は、更に高速なサンプリングチップを使用すること、又は所要の帯域幅をもたらす別の方法を利用することによって達成することができる。

【 0 0 0 4 】

1つのかかる方法は、周期的事象で繰り返してトリガすることを含む。事象が周期的に繰り返される場合には、複数のトリガ事象から得られるデータを組み合わせ、良好な観測波形を得ることができる。更に具体的には、オシロスコープは、事象で繰り返してトリガし、各トリガ事象で波形の数ポイントだけ（場合によっては波形の1ポイントのみ）を収集する。この機能を有するスコープは、「サンプリングスコープ」と呼ばれる場合もある。繰り返してトリガした後、ポイントはサンプリングアルゴリズムに従って再構築され、より高い「有効」サンプリングレートの波形形態を生成する。更に、繰り返してトリガ事象によって平均化が可能になり、これを用いて、信号対雑音比（SNR）を高め、従って帯域幅をより増大させることが可能になる。しかしながら、かかるサンプリングスコープは、多数のトリガにわたる波形表示を生成できるように繰り返しの入力信号を前提としている。

10

【 0 0 0 5 】

この技術は、解析されることになる信号が繰り返さない場合には好適ではない場合がある。例えば、オシロスコープのユーザは、電子システムにおける何らかの故障の原因等の非繰り返し事象の取り込みを望む場合がある。トリガ事象は繰り返し発生することがあるが、トリガ事象前後の信号は異なる可能性がある。従って、単一のトリガ事象だけで高帯域幅及びサンプリングレートを達成することが望ましい。かかるデジタルオシロスコープは、リアルタイムスコープと呼ばれることもあり、単一のトリガ事象のみを利用した収集は、単一ショット収集と呼ばれる。

20

【 0 0 0 6 】

リアルタイムデジタルオシロスコープの設計では、サンプリングシステムの必要なサンプリングレートは、収集されることになるアナログ信号の帯域幅の関数である。信号を正確に表示するために、サンプリングシステムのサンプリングレートはデジタル化される最高域周波数のサンプリングレートの少なくとも2倍でなければならない。これは「ナイキストレート」と呼ばれることが多い。

30

【 0 0 0 7 】

サンプリングレートを改善するための1つの方法は、時間インターリーブである。この方法は、異なる時間ポイントで同じ波形をサンプリングする複数のデジタル要素を利用し、これらの複数のデジタル上で収集された波形を合成することによって得られる波形が高サンプリングレート収集を形成するようにする。例えば、2つのアナログ-デジタル変換器すなわちADCを有するシステムでは、第1のADCが信号をサンプリングし、次いで第2のADCが信号をサンプリングし、更に第1のADCがサンプリングする、以下同様である。次に、ADCのデジタル出力を多重化又は他の方法で合成し、アナログ入力信号に対応する複合デジタルを生じる。従って、インターリーブを使用することで、個々のADCの各々の速度要件が軽減される。

40

【 0 0 0 8 】

従って、デジタルオシロスコープにおいてインターリーブを使用することにより、オシロスコープの有効帯域幅を増大させる有意な利点が得られる。ADCの所与の組では、インターリーブの使用によって実質的に高いサンプリングレートを達成することができる。サンプリングレートが高くなることに応じて、システムがサンプリングすることができる最大周波数が高くなり、これは通常オシロスコープの「帯域幅」と呼ばれる。帯域幅という用語は、上限ではなく周波数レンジを意味する。オシロスコープでは周波数レンジの下端は0 Hz付近であると一般的に理解されているので、オシロスコープの公称帯域幅は一

50

般に、システムがサンプリングすることができる最大周波数に相当する。従って、サンプリングレートの2倍の増大は、オシロスコープ帯域幅の2倍の増加をもたらすことができる。

【0009】

インターリーブが用いられる場合には、各デジタル要素のタイミング関係、利得、及びオフセットは、通常は整合される。これらの特性でデジタル化が不整合であると、デジタル化された波形の精度が損なわれる。

【0010】

不整合デジタル化の1つの兆候はエラー信号の発生である。特定のタイプのエラー信号は、インターリーブプロセスにおけるエラーによって生成されるアーティファクト信号である。1つの一般的なアーティファクト信号は、スプリアストーンである。波形をデジタル化するためのインターリーブ構成設定において複数のデジタル化が作動し、システムに単一のトーンが印加されると複数トーンが生じる。スプリアストーンの周波数位置は、入力周波数及び利用されるデジタル化の数によって決まる。スプリアストーンの振幅及び位相は、入力周波数の振幅及び位相だけでなく、各デジタル要素につながる様々な信号経路の応答特性を含む、個々のデジタル化の応答特性によっても決まる。これらのスプリアストーンは、上述の仕様を用いて評価するとデジタル化システムの品質を劣化させる働きをする。

【0011】

これら及び他の設計の問題は、デジタルオシロスコープにおいて用いられるインターリーブの程度又は次数に対する実用上の制約を加える。デジタルオシロスコープの帯域幅の更なる改善は、一般により高速なフロントエンド増幅器及びADCを設計し使用することによって達成されている。しかしながら、増幅器及びサンプラーの性能は、一般的に集積回路製造における到達水準によって制限される。

【0012】

【特許文献1】米国特許仮出願第60/629,050号公報

【特許文献2】米国特許仮出願第60/656,865号公報

【特許文献3】米国特許仮出願第60/656,616号公報

【特許文献4】米国特許出願第60/420,937号公報

【特許文献5】米国特許出願第10/693,188号公報

【非特許文献1】Adam, Stephen F、「Microwave Theory and Applications (マイクロ波の理論と応用)」Prentice Hall、1969年、490~500頁

【非特許文献2】Simulation, Eagleware Corporation、2004年、108~110頁

【非特許文献3】Jong、「Methods of Discrete Signal and Systems Analysis (離散信号及びシステム解析)」McGraw Hill、1982年、369頁

【非特許文献4】Pupalais,「Bilinear Transformation Made Easy (やさしい双一次変換)」、ICSPAT2000会報、2000年

【非特許文献5】「Digital Signal Processing Applications Using The ADSP-2100 Family (ADSP-2100系列を用いたデジタル信号処理アプリケーション)」、Prentice Hall、1990年、458頁

【発明の開示】

【0013】

好ましい実施形態では、オシロスコープの帯域幅を改善するための方法は、インターリーブだけによって達成可能な帯域幅を有意に超えるシステム帯域幅を得るために周波数のアップコンバージョン及びダウンコンバージョン技術の使用を伴う。例示的な実施形態で

は、この技術は、入力信号を高域周波数成分及び低域周波数成分に分離する段階と、オシロスコープのアナログフロントエンドによって処理することができるようにアナログ領域の高域周波数成分をダウンコンバージョンする段階と、低域周波数成分及びダウンコンバージョンされた高域周波数成分をデジタイズする段階と、デジタイズされた低域周波数成分及び高域周波数成分から受信アナログ信号のデジタル表現を形成する段階とを含む。デジタル表現は、成分をその元の周波数帯域にアップコンバージョンし、次いで高域周波数成分を低域周波数成分と再合成することによって様々な実施において形成される。好ましい実施において、これは、高域周波数成分を高域通過フィルタに通過させる段階と、この成分を正弦波形と混合して高域及び低域周波数イメージを生成する段階と、低域通過フィルタを用いて高域周波数イメージを実質的に排除する段階と、低域周波数イメージをデジタイズしてアップサンプリングする段階と、デジタイズされアップサンプリングされた成分を正弦波形と実質的に同じ周波数を有する周期波形と混合して高域及び低域周波数イメージを生成する段階と、高域周波数イメージを低域周波数イメージと合成して元の入力波形のデジタル表現を形成する段階とによって達成される。この方法において、好ましい実施形態は、インターリーブ及び増幅器及びA/D設計における最新技術に関連する制限を超えて帯域幅を向上させることができるという有意な利点を達成する。

10

20

30

40

50

【0014】

同様に本明細書においてアーティファクト信号補正システムが開示され、該システムは好ましい実施形態ではインターリーブ中に発生する誤差トーンを補償するために用いられる。アーティファクト信号補正システムは、誤差トーン等のアーティファクトに応じた波形を発生させる混合要素を含むことができ、その結果、この波形を入力波形と合成してアーティファクトを実質的に排除することができる。一実施形態では、入力波形及び周期的デジタル波形をミクサーに供給し、周波数が反転され位相成分が負であること以外は入力波形と実質的に同じ周波数成分を有する混合波形を発生させる。周期的デジタル波形はデジタイズ要素に同期させることができ、これによって波形は、第1のデジタイズ要素によってサンプリングされる波形の一部の間に正の振幅を有し、第2のデジタイズ要素によってサンプリングされる波形の一部の間に負の振幅を有するようになる。次いで、混合波形は、誤差トーンの位相及び振幅を入力波形内の対応するトーンの実質的に同じ位相及び振幅に変換するデジタルフィルタに入力することができる。次に、変化及び混合された波形は、入力波形に対して上述の混合及び変換動作に適合させる遅延を加えることによって入力波形と同期させることができる。従って、混合波形の反転形態を入力波形に付加し、誤差トーンを実質的に低減又は排除することができる。

【0015】

好ましい実施形態では、帯域の重なりの実質的な部分又はクロスオーバー部分の全体にわたって帯域合成が強め合うものとなるように相対位相差を補償する信号処理システムを備えることによって、複数の周波数帯域間の位相差を適合させることができる。一実施形態では、信号合成システムは、予め定められたクロスオーバー領域内の2つの信号間の相対位相差を求めるための比較器、2つの信号のうちの1つの位相を調節するための位相調節要素、及び位相調節済み信号を2つの信号の他方と合成するための合成器を含むことができる。別の態様では、加算されている複数の周波数帯域からの信号間で位相関係を調節するための方法は、整数サンプル遅延、非整数サンプル遅延フィルタ、及び全域通過フィルタバンクを適用することによって信号のうちの第1のものをフィルタリングする段階と、フィルタリングされた第1の信号を第2の信号に加算する段階とを含むことができる。

【0016】

添付図面及び下記の説明において様々な追加の特徴の詳細が記載される。他の態様及び利点は、これらの説明、図面、及び請求項から明らかになるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】**【0017】**

好ましい実施形態をより完全に理解するために、以下の説明及び添付図面について説明する。種々の図面において同じ参照番号及び名称は同じ要素を表す。

以下の説明では、様々な好ましい実施の特定の動作及び構造的態様を詳述し、関連する設計考慮事項について検討している。これらの実施の詳細事項は例示的なものであり、限定ではないものとする。明示的に別に記載しない限り、以下で説明する構成要素及び設計手法は、他の特定の用途に適合させるよう修正することができることを理解されたい。

【 0 0 1 8 】

図 1 は、4 つのフロントエンド [5] [6] [7] [8] の各々への入力部に接続される 4 つの入力チャンネル CH 1 [1]、CH 2 [2]、CH 3 [3]、及び CH 4 [4] を有するデジタルオシロスコープ [1 1] を示している。本明細書で説明される実施形態によれば、オシロスコープ [1 1] は、最大 2 0 G S / s のサンプリングレート、最大 6 G H z の帯域幅で最大 5 0 M ポイント長のメモリに波形をデジタイズするように構成することができる。チャンネル 1 [1] 及び 2 [2] は、チャンネル 1 / 2 グループ [9] にグループ化され、チャンネル 3 [3] 及び 4 [4] はチャンネル 3 / 4 グループ [1 0] にグループ化される。チャンネル 1 / 2 グループ [9] では、チャンネル 1 の入力部 [1] は、RF リレー [1 2] に接続され、チャンネル 2 の入力部 [2] は、ダイプレクサ [1 4] に接続される。チャンネル 1 / 2 グループ [9] における低周波数帯域 (DC ~ 6 G H z) のダイプレクサ出力部 [1 6] は、オシロスコープのフロントエンド 2 [6] に接続される。同様に、チャンネル 3 / 4 グループ [1 0] では、低域周波数ダイプレクサの出力部 [1 7] はフロントエンド 3 [7] に接続される。通常のリレー設定では、チャンネル 1 / 2 グループ [9] の RF リレー [1 2] は、入力チャンネル 1 [1] をオシロスコープのフロントエンド 1 [5] に接続し、チャンネル 3 / 4 グループ [1 0] の RF リレー [1 3] は、入力チャンネル 4 [4] をオシロスコープのフロントエンド 4 [8] に接続する。

10

20

【 0 0 1 9 】

高帯域幅モード動作では、低周波数帯域において利用されるオシロスコープのチャンネル 2 [2] は、DC から 6 G H z までの入力信号の周波数帯域をダイプレクサ出力部 [1 6] からオシロスコープのフロントエンド 2 [6] に連続して送信し、オシロスコープのチャンネル 3 [3] は、ダイプレクサ出力部 [1 7] をフロントエンド 3 [7] に送信する。しかしながらこのモードでは、ダイプレクサ [1 8] からの高周波数帯域 (6 から 1 1 G H z までの) 出力は、チャンネル [2 0] (ミクサー記号として簡易的に描いている) に入る。このチャンネルは、この周波数帯域を 5 0 0 M H z から 5 . 5 G H z に変換する役割を果たす。チャンネル出力部 [2 2] におけるこの変換出力は RF リレー [1 2] に接続され、この RF リレー [1 2] は、この信号をオシロスコープのフロントエンド 1 [5] に接続する。同様に、ダイプレクサ [1 5] の高周波数帯域出力部 [1 9] からの高周波数帯域出力は、チャンネル [2 1] に入り、このチャンネル [2 1] の出力部 [2 3] は RF リレー [1 3] を通してオシロスコープのフロントエンド 4 [8] に接続される。このようにして、オシロスコープのフロントエンド 1 [5] 及び 2 [6] は、2 つの周波数帯域を受信する。オシロスコープのフロントエンド 1 [5] はチャンネル 2 の入力部 [2] に印加される信号の高域周波数成分を受信するので、オシロスコープのフロントエンド 1 [5] が受信する帯域を HF 帯域と呼ぶ。オシロスコープのフロントエンド 2 [6] は、チャンネル 2 の入力部 [2] に印加される信号の低域周波数成分を受信するので、フロントエンド 2 [6] が受信する帯域を LF 帯域と呼ぶ。同様にオシロスコープのフロントエンド 3 [7] 及び 4 [8] は、それぞれチャンネル 3 の入力部 [3] に印加される信号の LF 及び HF 帯域を受信する。

30

40

【 0 0 2 0 】

オシロスコープは、LF 及び HF 周波数帯域を同時に収集し、波形処理中に HF 帯域を 6 から 1 1 G H z の適正な位置に変換して戻し、その後 LF 及び HF 帯域は再合成され、1 1 G H z 帯域幅収集を形成する。この処理の結果は、1 つがチャンネル 2 の入力部 [2] から生成される波形と、もう一つがチャンネル 3 の入力部 [3] から生成される波形の 2 つの波形である。チャンネル入力部 1 [1] 及び 4 [4] はこの動作では停止される。

【 0 0 2 1 】

50

この処理中、両チャンネルのデジタイズ要素が用いられてサンプリングレートの2倍化が生じ、更に両方のチャンネルが利用されるので、メモリ長の2倍化もまた生じる。その結果、帯域幅がほぼ2倍になる。

【0022】

図1は、2チャンネルの実施を示しているが、どのような数のチャンネルを用いてもよい。この例示的な実施では、チャンネル1[1]及び2[2]は、チャンネル1/2グループ[9]として共にグループ化され、チャンネル3[3]及び4[4]は、チャンネル3/4グループ[10]として共にグループ化される。

【0023】

上述のように、高帯域幅モード動作に対してチャンネル2が選択される場合には、チャンネル1[1]は無効にされ、フロントエンド1[5]及び2[6]を共に用いて、チャンネル2[2]に印加される入力の高帯域幅収集を実行する。従って、チャンネル2に対し高帯域幅モードが選択される場合、この構成を高帯域幅モードチャンネル2と呼ぶ。

【0024】

図25は、このグループ化及び選択をユーザインターフェース(UI)の観点から例示している。図25は、オシロスコープ画面を示しており、水平軸構成メニュー[137]が表示されている。このメニューにおける1つの構成ブロックは、高帯域幅構成[138]である。高帯域幅構成[138]は、チャンネル1/2[139]及びチャンネル3/4[140]の2つのチャンネルグループを示している。各グループは、チャンネル1/2[141]及びチャンネル3/4[142]の通常動作と、高帯域幅モードチャンネル2[143]及び高帯域幅モードチャンネル3/4[142]との間でトグル切り替えを行う2つのボタンを有する。図25は、オシロスコープが高帯域幅チャンネル2及び3上の高帯域幅モードで動作するのを示している。

【0025】

高帯域幅モードで動作する高帯域幅チャンネル2を考えると、オシロスコープのフロントエンド2にはDCから6GHzまでの帯域が供給される。この帯域を低周波数帯域又はLF帯域と呼び、チャンネル2の入力部からシステムを通る経路をLF経路と呼ぶ。ダイプレクサから出力される6から11GHz帯域は、高帯域幅回路を通過し、最終的にはRFリレーを通してオシロスコープのフロントエンド1に接続される。この帯域をHF帯域と呼び、システムを通る経路をHF経路と呼ぶ。

【0026】

この実施形態は高帯域幅チャンネルにつき2つの周波数帯域を有するが、高帯域幅チャンネルにつき任意選択的に3つ、4つ又はそれ以上の周波数帯域を用いてもよい。特定の用途では隣接しない帯域を利用してもよいが、以下の説明から明らかになるように、これらの帯域が隣接するように帯域を構成することが有利である。

【0027】

図2は、高帯域幅ハードウェアを表すブロック図を示している。このブロック図は、2つの高帯域幅チャンネルを示しており、上部には高帯域幅チャンネル2[27]、下部に高帯域幅チャンネル3[28]が示され、これらの間には共有回路を備えている。図2では、チャンネル2の入力[27]はダイプレクサ[29]に入り、ダイプレクサ[29]は、信号を2つの周波数帯域に分離する。ダイプレクサは、良好な電圧定在波比(VSWR)性能を備えるのが好ましい。言い換えると、ダイプレクサは、入力信号の反射が僅かであるのが好ましい。DCから6GHzまでの帯域[31]は、ダイプレクサ[29]を出てノッチフィルタ[30]を通過し、このノッチフィルタ[30]は、オシロスコープの内部で用いられる10GHzのサンプルクロックによってオシロスコープのフロントエンド2[32]から生じる可能性があるLF経路内のあらゆる10GHzをカットするように設計される。次いで、LF信号は、直接オシロスコープのフロントエンド2[32]に続く。LF信号経路の残りの部分は、オシロスコープのフロントエンド及びオシロスコープのフロントエンド2[32]に付随する20GS/sのデジタイザを含む。

【0028】

次に、HF信号経路について詳細に説明する。6から11GHzまでのHF帯域[33]はダイプレクサ[29]を出ると、減衰器[34]に入る。この減衰器[34]は、低域周波数で9dBの減衰量、高域周波数において更に6dBの減衰量(合計15dBの減衰量)を加えるように設計される。この周波数依存減衰器におけるブレイクポイントは6GHz付近である。この周波数依存減衰の理由は、LF経路上に完全DCから6GHzまでを供給するようにダイプレクサ[29]通過帯域端周波数が設計されており、従って低域周波数において6から11GHz帯域の幾らかの減衰が存在することに起因する。この周波数依存減衰器は、高域周波数に対し低域周波数で信号成分の一部を戻し、これによってHF帯域を平坦化する役割を果たす。次いで、HF帯域信号は、減衰量の1から41dBをもたらすように設計された可変減衰器[35]に入る。続いてHF帯域信号は、13から24dBの利得をもたらすように設計された可変利得増幅器(VGA)[36]に続く。可変減衰器[35]及びVGA[36]の両方は、オシロスコープユーザによって指定される電圧/div(vdiv)設定のデジタルオシロスコープ画面上でのフルスケール信号に相当する一定レベルのVGA最大出力パワーを定める利得/減衰の全体量をもたらすように設計される。利用されるVGA最大出力レベルは、-10.48dBmに設計される。このレベルの意味は後で説明する。

【0029】

VGA[36]の出力は、別の帯域通過フィルタ[37]を通過し、3dBパッド[38]を通して-14.48dBmの最大レベルでミクサー[40]の無線周波数(RF)入力部[39]に入る。このレベルの意味は後で説明する。高域周波数ミクサーは、RF入力部[39]と中間周波数(IF)出力部[42]とを完全には絶縁しない傾向があるので、帯域通過フィルタ[37]を設けて、周波数成分を6GHzと11GHzの間で明確に制限する。ミクサーのRF-IF絶縁は通常、-20dBである。このことは、ミクサーのRF入力部[39]に入るあらゆる信号は同じ周波数でIF出力部[42]に出現することができるが、20dBだけ減衰することを意味する。更には、ダイプレクサ[29]の主仕様の1つは、入力リターンロス(又は上述のように良好なVSWR)であるので、ダイプレクサ[29]の周波数阻止の一部は、より良好なリターンロスと相殺されており、この帯域通過フィルタ[37]は追加の阻止を提供するように設計される。

【0030】

ミクサーの局部発振器(LO)入力[41]は、イットリウム-鉄-ガーネット(YIG)調整された、固定周波数の内部位相同期発振器(PLO)[43]から発生する。PLO[43]は、内部100MHz基準を115で乗算し、21dBmの出力パワーの11.5GHz出力[44]を供給する。100MHz基準は、PLOの出力部[45]で供給され、オシロスコープの100MHz基準入力部(図示していない)に接続される。これは、高帯域幅ユニットのLOとオシロスコープのサンプルクロックとの間の固定された周波数及び位相関係を形成するためのものである。11.5GHz出力[44]は、20dBの方向性結合器[46]を通過し、該方向性結合器[46]は、LOをピックアップして分周器[47]への入力に向かう。分周器[47]の用途については以下で説明する。次いで、信号はWilkinson分配器[48]を通して分割され、このWilkinson分配器[48]の用途は、11.5GHzの帯域通過フィルタ[49]を通して両方の高帯域幅チャンネルに11.5GHzのLOを送信することである。ミクサーは、十分なRF-IF絶縁、RF-LO絶縁、及び/又はIF-LO絶縁を有さない可能性があるため、帯域通過フィルタ[49]が利用される。帯域通過フィルタ[49]は、同じLOを共有する2つの高帯域幅チャンネル間でのクロストークを制限する。

【0031】

LOは、ミクサーのLO入力部[41]に+15dBm前後で入り、ミクサーRF入力部[39]に存在する6から11GHz帯域と混合される。ミクサーのIF出力部[42]における結果は、異なる周波数における6から11GHz帯域の2つのイメージである。低域周波数イメージは、500MHzから5.5GHzの帯域で出現し、周波数反転される。言い換えれば、ミクサーのRF入力部での6GHzは、IF出力部で5.5Hzに

10

20

30

40

50

において出現し、ミクサーのRF入力部での11GHzは、IF出力部で500MHzにおいて出現する。高域周波数イメージは、17.5GHzから22.5GHzの帯域で出現する。これらの2つの帯域に加えて、不完全なLO-IF絶縁に起因して、ミクサーのIF出力部[42]においてLO入力部[41]からのある量の11.5GHz漏洩も存在する。LO漏洩パワーはほぼ0dBmである。500MHzから5.5GHzの帯域における望ましい信号パワーは約-23dBmである。

【0032】

ミクサーのIF出力[42]は、3dBのパッド[50]を通過し、5.75GHzを阻止するノッチフィルタと共に設計されるイメージ阻止低域通過フィルタ[51]に入る。ノッチフィルタの用途は以下で説明する。フィルタ[51]の主用途は、11.5GHzのLO漏洩と共に高域周波数イメージを実質的に阻止することである。

10

【0033】

低域通過フィルタ[51]の出力は、固定利得増幅器(FGA)[52]に渡され、この固定利得増幅器(FGA)[52]は、この信号をおよそ2dBの最大出力パワーに増幅する。このパワーレベルの意味については下記で説明する。

【0034】

FGA[52]出力は、DC阻止フィルタ[53]に入り、更に6dBパワー分配/合成器[54]に入り、この分配器/合成器[54]の用途は、一方の入力部[55]に存在するHF帯域を他方の入力部[56]に存在する基準パイロットトンと合成することである。別の実施形態では、分配器/合成器[54]の代わりに加算増幅器を用いてもよい。

20

【0035】

ここでLO基準パイロットトンの発生について説明する。上述のように、11.5GHzのLO[44]は、20dBの方向性結合器[46]を通してピックアップされ、1dBm前後でピックアップから出る。この1dBmのLO信号は分周器[47]に入り、この分周器[47]の用途は、11.5GHzの信号周波数を半分に分割することで、5.75GHzの出力を生成することである。分周器は差動出力を有する。従って、これは、互いに180度位相がずれた2つのシングルエンド出力[57]及び[58]の生成と見なすことができる。

【0036】

LO基準パイロットトン、又は単にLO基準と呼ばれるこの5.75GHz信号は、DC遮断コンデンサ[59]、帯域通過フィルタ[60]、及び減衰器[64]を通り、これによって次に分配器/合成器[64]に入る前におよそ50mVpk-pk又は約-22dBmまで減衰される。帯域通過フィルタ[60]の用途は、単一分周器の相互使用による各高帯域幅チャンネル間のクロストークを制限しながら、LO基準を通過させることである。

30

【0037】

分配器/合成器の出力[61]は、500MHzから5.5GHzレンジの周波数帯域(周波数反転された6から11GHz帯域のヘテロダイン形式表示)と5.75GHzのLO基準との総計からなる。基準トンは-28dBmであり、最大HF信号パワーは-4dBmである。言い換えると、HF帯域は、500MHzから5.5GHzの帯域にダウンコンバージョンされ周波数反転された6から11GHz帯域の信号成分を表し、信号上に小さな5.75GHzトーンが重なる。

40

【0038】

上述のように、RFリレー[62]は、オシロスコープ入力チャンネル1[1]と分配器/合成器[54]の高帯域幅回路出力部との間でフロントエンド1[63]への入力を切り替える機能を果たし、従って高帯域幅モードでは、リレーはこのHF帯域をオシロスコープのフロントエンド1[63]に接続する。HF信号経路の残りの部分は、オシロスコープのフロントエンド及びオシロスコープのフロントエンド1[63]に付随する20GS/sのデジタイザを含む。

50

【 0 0 3 9 】

フロントエンド 1 [6 3] 及び 2 [3 2] から波形を収集し処理して高帯域幅チャンネル 2 波形を形成する方法を説明する前に、高帯域幅回路の設計における幾つかの検討事項を考察することは有用である。1つの検討事項はダイナミックレンジである。オシロスコープ [1 1] では、7つの異なる固定電圧 / 目盛り (v_{div}) 設定が可能である。これらは、10、20、50、100、200、500 mV / div 、及び 1 V / div である。オシロスコープ画面は 8 つの垂直目盛りを有し、表 2 に見られるようにこれは、- 1 8 から + 2 2 d B m にわたるフルスケール信号、又は約 4 0 d B のダイナミックレンジになる。上述のように、高帯域幅回路は、可変減衰器 [3 5] 及び V G A [3 6] からなり、この減衰と利得の組み合わせは、- 1 1 . 4 8 d B m の V G A [3 6] 出力一定の最大パワーを供給するよう機能する。これは、表 2 において各 v_{div} に対して指定されている減衰器及び利得設定の使用を通して達成される。減衰は、可変減衰器 [3 5] のデジタル制御によって設定され、可変利得は、デジタル - アナログ変換器 (D A C) のデジタル制御によって設定される。D A C は、入力コードに応じたアナログレベルを提供し、V G A [3 6] に供給されるアナログレベルは、1 3 d B から 2 4 d B の間で利得を制御する。表 1 は、H F 信号経路の各ステージに割り当てられた説明及びステージ番号、並びに各ステージの利得 / 減衰及び雑音指数を示している。

10

【表 1】

ステージ番号	ステージ説明	利得 / 減衰	雑音指数
0	入力部	0	0
1	ダイプレクサ	-1	1
2	固定減衰器	-8	8
3	周波数依存減衰器	-6	6
4	可変減衰器	$-10 \cdot \text{attn}_{vd} - 1$	$10 \cdot \text{atten}_{vd} + 1$
5	可変利得増幅器 (VGA)	$13 + \text{gain}_{vd}$	1.9
6	帯域通過フィルタ	-1	1
7	パッド	-3	3
8	ミクサー	-8.5	9
9	パッド	-3	3
10	低域通過フィルタ	-0	0
11	固定利得増幅器 (FGA)	2.8	3
12	分配器 / 合成器	-6	6

20

30

【 0 0 4 0 】

ステージ 4 及び 5 における利得は可変であり、表 2 で決定される点に留意されたい。ここで留意すべきことは、ステージのサブセットのみが示されていることである。

【表 2】

電圧 / 目盛り (mV)	フルスケール入力パワー (dBm)	可変減衰器設定	可変利得設定 (dB)
10	-17.96	0	10.48
20	-11.94	0	4.46
50	-3.98	1	6.5
100	2.04	1	0.48
200	8.06	2	4.46
500	16.02	3	6.5
1000	22.04	3	0.48

40

50

【 0 0 4 1 】

表 2 における設定の結果によって、VGA [3 6] の出力部 (ステージ 5) 及びその下流側の全ステージにおける最大パワーが設定される。これは図 3 に見ることができ、各ステージでの最大信号パワーが見られる。図 3 の入力パワーは、オシロスコープの $v d i v$ 設定に応じて $- 1 7 d B m$ から $+ 2 2 d B m$ の間で変化するが、ステージパワーは、ステージ 5 以降の出力は一定である。従って、システム設計に加えて利得 / 減衰設定が望ましい入力レンジを提供することが分かる。

【 0 0 4 2 】

別の検討事項は雑音である。この実施形態で言及されるオシロスコープは、およそ $3 6 d B$ の信号対雑音比 (SNR) を有する。これは、存在する雑音量に対する所与の $v d i v$ 設定でのオシロスコープのフルスケールレンジを考慮することによって算出することができる。雑音が「白色雑音」と仮定された場合、言い換えれば雑音パワーが機器の $6 G H z$ 帯域幅全体にわたって均一に広がっていると仮定される場合、高帯域幅回路が雑音が無い場合でも、オシロスコープのチャンネルは最大達成可能 SNR を制限するように機能することを考慮すると、帯域幅の 2 倍化は SNR において最良条件で $3 3 d B$ までの $3 d B$ 減少を生じることになると仮定することができる。高帯域幅回路は通常は雑音無しではないので、設計目標は、理論上最良の $3 3 d B$ を下回る SNR 劣化を最小にすることである。HF 経路をおよそ $3 9 d B$ よりも高く維持することができる場合、 $1 d B$ の SNR 劣化を許容することができ、 $3 2 d B$ の SNR を達成することができることが計算されている。

【 0 0 4 3 】

これを計算するために、最初に、室温における $5 0$ オーム抵抗器の理論雑音パワーを $- 1 7 3 . 9 1 d B m / H z$ 又は $6 G H z$ 帯域幅において $- 7 6 . 1 3 d B m$ として用いて、入力雑音パワーを計算することができる。これは図 5 に示す入力雑音パワーである。次いで、指定された $v d i v$ 設定の各々、並びにこれらの $v d i v$ における利得 / 減衰設定及び表 1 に示す各ステージの雑音指数に対して許容可能な技術を用いてカスケード雑音指数を計算することができる。好適なカスケード雑音指数計算は、Adam, Stephen F. 「Microwave Theory and Applications (マイクロ波の理論と応用) 」 Prentice Hall, 1969 年、490 ~ 500 頁に説明されている。HF 信号経路の各ステージにおいて計算された全体の雑音指数を図 7 に示しており、ここでは最終ステージの雑音指数のみが特に重要である。この雑音指数を用いて、図 5 の各ステージの雑音パワーを計算することができる。図 3 に示すステージパワー及び図 5 に示す雑音パワーは、図 6 に示す各ステージにおける SNR を計算するために用いることができる。図 6 は、HF 信号経路の最終 SNR が全ての $v d i v$ について $3 9 d B$ よりも高く維持されることを示している。あらゆる望ましい SNR 仕様について同様の一連の計算を行うことができる。

【 0 0 4 4 】

別の検討事項は歪みに関するものである。歪みは、周波数スペクトル内に望ましくないトーン又はスプリアスを生じる恐れがあり、システムの有効ビット数 (ENOB) を減少させるよう作用する。これは、ENOB 計算が雑音及び歪み成分を含み、雑音だけでないことに起因する。同様に、最大スプリアスのサイズは、スプリアス無しのダイナミックレンジ (SFDR)、及び別の関連仕様を決定付ける。スプリアスは、波形デジタルプロセッサによってオシロスコープのフロントエンド及びデジタイザ内部で生成される可能性がある点に留意されたい。当初のオシロスコープ性能を著しく劣化させるスプリアスが無い場合には、許容可能とみなすことができる。一例として、高帯域幅ハードウェアによって生成される全スプリアスを $- 4 0 d B c$ よりも下に維持することを 1 つの設計目標とすることができる。

【 0 0 4 5 】

歪みは、2 つのアクティブな要素である FGA [5 2] 及び VGA [3 6]、並びにミクサー [4 0] によって生成される可能性がある。歪み成分は、一般的に良好な増幅器及

10

20

30

40

50

びミクサー設計、並びにこれらのデバイスにおいてパワーレベルを低く維持することによって最小限に保持される。

【0046】

ミクサー [40] の場合には、歪みに影響を与える1つの因子は、ミクサーのトポロジーである。好ましい実施では、三重平衡の「中間レベル」のミクサーが利用される。「中間レベル」という用語は、ミクサーのLO入力部 [41] に送信されるLOのパワーを意味する。第2の因子はダウンコンバージョンの方法である。周波数ダウンコンバージョンプロセスは、対象の周波数帯域を下回る周波数（低側ダウンコンバージョン）、又は対象の帯域を上回る周波数（高側ダウンコンバージョン）に置かれたLO周波数で実施することができる。低側ダウンコンバージョンは、帯域の周波数次数を保持する（すなわち周波数を反転しない）が、有意な数の比較的大きなスプリアスを生成する傾向がある。高側ダウンコンバージョンは、帯域内で周波数を反転する複雑な問題を生じる場合、より少くより小さなスプリアスしか生成しない。どちらの方法も適当であるが、好ましい実施では、高側ダウンコンバージョンを利用する高帯域幅設計が利用される。

10

【0047】

表3は、歪み成分に関係する特定のミクサー仕様を示している。ミクサーは、15 dBmのLOパワーを利用する。通常、入力3次インターセプトポイント (IIP3) はLOパワーよりも5 dB高く、入力2次インターセプトポイント (IIP2) はそれよりも10 dB高い。上述のように、ミクサーRF入力パワーは、この実装において -14.48 dBm以下に維持される。表3はまた、2つのトーン（それぞれIM2及びIM3）による2次及び3次の相互変調積、及び第2及び第3高調波 (H2及びH3) である、4つの最大歪み積の計算を示している。これらは、Genesys 2004 RFマイクロ波設計ソフトウェア - Simulation, Eagleware Corporation、2004年、108～110頁で与えられた一般的に用いられる経験則を用いて計算された。これらは幾分控えめな計算であり、実際の歪み成分が実質的に小さい可能性がある。表3は、最大計算歪み成分が -44.48 dBcのIM2であることを示している。

20

【表3】

電力仕様	レベル	定義	仕様管理
LOパワー	15dBm	P_{LO}	LO発生器の選択に加えてシステム設計による
入力3次インターセプトポイント (IIP3)	20dBm	一般的に $IIP3 = P_{LO} + 5$	ミクサー設計による
入力2次インターセプトポイント (IIP2)	30dBm	一般的に $IIP2 = IIP3 + 10$	ミクサー設計による
RF入力パワー	-14.48dBm	P_{RF}	システム設計における利得積み上げによる
歪み成分	レベル	パワーレベル計算	周波数位置
2次相互変調 (IM2)	-44.48dBc	$IM2 = -(IIP2 - P_{RF})$	$F1 + F2, F1 - F2$
2トーンによる3次相互変調 (IM32)	-68.96dBc	$IM32 = -2 \cdot (IIP3 - P_{RF})$	$2 \cdot F1 - F2, 2 \cdot F1 + F2, 2 \cdot F2 - F1, 2 \cdot F2 - F1$
2次高調波 (H2)	-50.48dBc	$H2 = IM2 - 6$	$2 \cdot F$
3次高調波 (H3)	-78.5dBc	$H3 = IM32 - 9.542$	$3 \cdot F$

30

40

【0048】

VGA [36] の場合における、1つの歪み関連の検討事項は、出力の1 dB圧縮ポイント (P1dB) である。これは、出力信号が1 dB低く出現するポイントまで出力が圧縮されるポイントである。このポイントは通常、増幅器の飽和レベル近くで発生する。歪

50

みを回避するために、出力パワーをこのポイントよりも十分低く維持することが望ましい場合がある。表4は、VGA仕様及び歪み計算を示している。これらの計算は、ミクサーの計算と同様である。表4は、 -10.48 dBm のVGA出力パワーに対する上述の制限では、最大歪み成分が -40.48 dBm のIM2及び -46.48 dBm のH2であることを示している。この場合も同様に、これらは幾分控えめな計算である傾向があり、実際の歪み成分は実質的に小さい可能性がある。

【表4】

電力仕様	レベル	定義	仕様管理
1dB圧縮ポイント (P1dB)	10dBm	P1dB	増幅器設計による
出力3次インターセプトポイント (OIP3)	20dBm	一般的に $OIP3=P1dB+10$	増幅器設計による
出力2次インターセプト (OIP2)	30dBm	一般的に $OIP2=OIP3+10$	増幅器設計による
出力パワー	-10.48 dBm	P_{VGA}	システム設計における利得の積み上げによる
歪み成分	レベル	電力レベル計算	周波数位置
2次相互変調 (IM2)	-40.48 dBc	$IM2=-(IIP2-P_{VGA})$	$F1+F2, F1-F2$
2トーンによる3次相互変調 (IM32)	-60.96 dBc	$IM32=-2\cdot(IIP3-P_{VGA})$	$2\cdot F1-F2, 2\cdot F1+F2, 2\cdot F2-F1, 2\cdot F2-F1$
2次高調波 (H2)	-46.48 dBc	$H2=IM2-6$	$2\cdot F$
3次高調波 (H3)	-70.5 dBc	$H3=IM32-9.542$	$3\cdot F$

【0049】

FGA [52]の計算はVGAの計算と同様である。FGA出力は $+2\text{ dBm}$ で設定されるので、表5に示すように、高電力増幅器は $+20\text{ dBm}$ のP1dBを用いて利用される。表5は、最大歪み成分が -38 dBm でIM2及び -44 dBm でH2であることを示している。この場合も同様に、この計算は控えめな傾向があり、実際の歪み成分はより小さい可能性がある。

【表 5】

電力仕様	レベル	定義	仕様管理
1dB圧縮ポイント (P1dB)	20dBm	P1dB	増幅器設計による
出力3次インターセプトポイント (OIP3)	30dBm	一般的にOIP3=P1dB+10	増幅器設計による
出力2次インターセプトポイント (OIP2)	40dBm	一般的にOIP2=OIP3+10	増幅器設計による
出力パワー	2.021dBm	P_{FGA}	システム設計における利得の積み上げによる
歪み成分	レベル	電力レベル計算	周波数位置
2次相互変調 (IM2)	-37.98dBc	$IM2 = -(IIP2 - P_{FGA})$	F1+F2, F1-F2
2トーンによる3次相互変調 (IM32)	-55.96dBc	$IM32 = -2 \cdot (IIP3 - P_{FGA})$	2·F1-F2, 2·F1+F2, 2·F2-F1, 2·F2-F1
2次高調波 (H2)	-43.98dBc	$H2 = IM2 - 6$	2·F
3次高調波 (H3)	-65.5dBc	$H3 = IM32 - 9.542$	3·F

10

20

【0050】

従って、上述の技術を任意選択的に用いて、ハードウェア設計の観点からダイナミックレンジ、雑音、歪み、クロストーク、及び入力リターンロス（又はVSWR）等の性能及び信号の忠実性の態様に対処することができる。

【0051】

高帯域幅モードが選択されると（図25に示すように）、RFリレー[62]構成を構成することができ、可変利得及び減衰量を選択（チャンネルのvdiv設定に基づいて）し、可変減衰器[35]及びVGA[36]に印加することができ、オシロスコープのフロントエンドに入力信号を連続的に印加することができる。高帯域幅チャンネル2の入力[27]の場合には、LF帯域をオシロスコープのフロントエンド2[32]に印加することができ、上述の高帯域幅ハードウェアを通るHF帯域がオシロスコープのフロントエンド1[63]に印加される。LF帯域は、高帯域幅ハードウェアによって印加される更なる利得又は減衰量を任意選択的に有することができず、高帯域幅チャンネルに対して指定されたvdivにおいて収集される。図3で分かるように、この実施形態におけるHF帯域の最終最大出力パワーは、-3.976dBmであり、これは表2に見られるように、50mV/divのオシロスコープ設定に対応するフルスケールパワーである。従って、この実施形態におけるHF帯域は、50mV/divのオシロスコープによって収集される。

30

【0052】

図27は、可変利得（GemVGで表示）[154]及び可変減衰量設定（GemAttで表示）が設定されたことを示す内部較正メニューを示している。これらの設定はユニットの工場較正の間に行われる。

40

【0053】

図26は、波形収集を進める方法を制御するのに用いることができる幾つかの追加情報を示している。図26は、収集の最小持続時間[148]、開始時間[149]、及び停止時間[150]を示している。これらは、画面上に表示されたときに、最小収集持続時間、波形の左側部に必要な追加時間、及び波形の右側部に必要な追加時間をそれぞれ制御するために用いられる設定である。この追加時間は、下記に更に説明するLO基準の回復、並びにフィルタの始動のために波形の左側部にあるポイントを消費する、又は場合によ

50

ってはフィルタ遅延を考慮するために波形の右側部にあるポイントを消費する波形デジタル処理を提供することができる。

【 0 0 5 4 】

収集が構成されると、オシロスコープは、収集の態勢を整えて入力信号の L F 及び H F 部分を収集することができる。このセクションの残りの部分では、例示の実施形態における L F 及び H F 波形のデジタル処理、並びに単一の高帯域幅波形収集へのこれらの波形の再合成について説明する。

【 0 0 5 5 】

図 9 は、単一の高帯域幅チャンネルを処理するのに利用されるデジタルシステムのブロック図である。図 8 は、オシロスコープの処理システム（処理ウェブとも呼ばれる）におけるチャンネル 2 の高帯域幅プロセッサ [6 6] 及びチャンネル 3 の高帯域幅プロセッサ [6 7] を示しており、図 9 は、1 つのかかるプロセッサの動作を示すブロック図として機能する。

10

【 0 0 5 6 】

オシロスコープのフロントエンド [3 2 及び 6 3] において印加される信号が収集される。好ましい実施では、収集システムは、インターリーブ A D C、バッファ、及びデジタル化されたデータストリームを受け取るための S R A M 又は修正 D R A M（図示していない）等の高速メモリを含む。

【 0 0 5 7 】

波形は、オシロスコープによって収集された後に、図 9 の H F 入力部 [7 0] 及び L F 入力部 [6 9] に適切に印加することができる。オシロスコープによって収集された各波形は、電圧レベルのレイからなる波形データだけでなく、水平オフセット、水平インターバル、ポイント数、A D C サンプリグ位相、垂直オフセット、及び垂直ステップを含むデータポイントの解釈に有用な追加情報を含むことができる。この実施においては、水平オフセットは波形の最初のポイントに関連する時間（オシロスコープのトリガポイントに対する）である。またこの実施では、水平インターバルは各サンプルポイント間の時間（逆数はサンプリグレートである）であり、ポイント数は波形内のポイント数である。A D C サンプリグ位相は、2 つのインターリーブ 1 0 G S / s デジタル化のうちのどちらが最初の波形ポイントをサンプリグしたか（1 つおきのポイントが 1 つおきのデジタル化から取得されることを理解された上で）を記述する。この実施における垂直オフセットは、コード 0、すなわち最低 A D C 出力に関連する電圧である。垂直ステップは、A D C 出力における各コード又はステップ間の電圧である。

20

30

【 0 0 5 8 】

図 2 7 は、各 v d i v に対して求められた可変利得 [1 5 4] 及び減衰量 [1 5 5] 設定に加えて、H F 遅延 [1 5 6] と呼ばれる較正值を示している。この実施では、H F 遅延は、L F 経路に対して測定される H F 経路の経路遅延である。言い換えると、信号の L F 部分及び H F 部分は異なる経路を通過して進み、この実施形態では、H F 部分はアナログ処理要素の比較的長いレイを通過して進む。この経路は、L F 波形に対して H F 波形を遅延させることができる。H F 遅延値 [1 5 6] は、経路伝搬時間において計算された差分を補正するために用いられ、v d i v 設定に依存する。負の H F 遅延は、適正時間に到達するためには H F 経路を進む必要があることを意味する。高帯域幅システムは、ハードウェア内での経路伝搬時間差を考慮することができ、又は好ましい実施形態において、処理の前に収集された H F 波形の水平オフセットに H F 遅延を付加することによってデジタルシステムにおいて伝搬量を測定し考慮することができる。

40

【 0 0 5 9 】

好ましい実施では、図 9 に示す H F 及び L F 経路内のデジタル要素は、波形処理の前にアダプタ（[7 2] 及び [7 9]）と呼ぶ要素、並びにアップサンブラ及び非整数遅延フィルタ（[7 3] 及び [8 0]）を除いて組み合わせられる。フィルタは、図 1 0 のダイアログに示される仕様に従って構築することができる。これらの要素が組み合わせられると、これらの要素で構築されたシステムを解析し、アップサンプリグ係数、始動サンブ

50

ル、及び遅延といった各フィルタの3つの可能性のある作用を考慮することができる。この実施形態では、アップサンプリング係数は、波形がフィルタ要素を通過するときその波形のサンプリングレートが高くなる因子であり、アップサンプリング係数が一般的に2であるアップサンプラ及び非整数遅延フィルタを除くフィルタの全てにおいてこの因子は一般的に1である。この実施形態では、始動サンプルは、インパルス応答が終了又は許容可能量まで弱まるのに必要とされる時間に相当する。高帯域幅システムの場合には、設計を簡略化するためにフィルタは好ましくは有限インパルス応答(FIR)フィルタであり、遅延及び始動の計算における簡略化のために、これらのフィルタは対称である(群遅延変動を避けるため)。非対称フィルタ、無限インパルス応答フィルタ、或いは他の離散時間又は連続時間フィルタは、特定の用途に対してはより好適とすることができる。対称FIRフィルタの場合には、始動時間はフィルタ長であり、遅延(サンプルにおける)はフィルタ長の半分とすることができる。フィルタのアップサンプリング係数、始動サンプル数及び考慮される遅延を有するシステム経路の解析によって、波形入力部から混合ノード及び加算ノードにつながるデジタル信号経路におけるこれらの3つの因子の観点から見た総合等価フィルタが生成される。これらの等価フィルタの計算は、各経路の他の経路に対する整数及び非整数遅延の決定につながる。アダプタ([72]及び[79])の設計において整数遅延部分が考慮され、このアダプタの主な用途は、波形を適切な整数サンプル数だけ遅延させることである。この実施形態では、アップサンプラ([73]及び[80])の設計において非整数遅延部分が考慮される。

10

20

【0060】

各アップサンプラ([73]及び[80])は、各フィルタ位相が $\text{Sinc}(\sin x/x)$ パルスをサンプリングすることによって計算される多相フィルタ構成を利用して設計される。サンプリングの前に Sinc を単純にシフトさせることによって非整数遅延が得られる。好適な非整数遅延フィルタ及びアップサンプリングフィルタ(内挿フィルタと呼ばれる場合もある)設計は、Smith, Julius O., MUS 420/EE 367A 講義 4A、「Interpolated Delay Lines, Ideal Bandlimited Interpolation, and Fractional Delay Filter Design(内挿遅延線、理想的な帯域制限内挿、及び非整数遅延フィルタ設計)」、Stanford大学で見られる。

30

【0061】

好ましい実施形態では、アダプタ([72]及び[79])、並びにアップサンプラ及び非整数遅延フィルタ([73]及び[80])を除くデジタル処理要素デジタル処理要素の全ては開始時に構築される。好ましくはこれらの処理要素は、水平方向の波形情報における変化を考慮するために各波形収集において構築される。またこれらの処理要素は、処理済み波形が加算ノードに適切な時間に到達するように構築されるのが好ましい。

【0062】

図9のLF入力部[69]を考察する。経路は、LF信号がLFインターリーブ補正フィルタ[71]に入ることから始まる。好適なフィルタ[71]の説明は、2005年11月16日にMueLLer他によって出願された名称「Method And Apparatus For Artifact Signal Reduction In Systems Of Mismatched Interleaved Digitizers(不整合インターリーブデジタイザシステムにおけるアーティファクト信号低減のための方法及び装置)」の米国特許出願に記述されており、これは引用により本明細書に組み込まれる。同時係属中の特許出願において説明されるように、このフィルタは、20GS/sのサンプリングレートを生成する2つのインターリーブ10GS/sデジタイザのデジタイザ整合を改善するように設計することができる。従って、このフィルタは、不十分なデジタイザ周波数応答整合から生じる歪み成分を低減する役割を果たす。

40

【0063】

次いで、LF波形は、整数のサンプル数だけ波形を遅延させるよう機能するLFアダプタ[72]に入る。次に、波形は、アップサンプラ及び非整数遅延フィルタ[73]に入

50

る。上述のようにこのフィルタ [7 3] は、サンプリングレートを 20GS/s からほぼ 40GS/s に高め、波形の非整数サンプル遅延を提供する役割を果たす。LF 入力信号の周波数成分は、高帯域幅チャンネル入力部においてダイプレクサによって、更にこの実施形態においてオシロスコープのフロントエンドの制限条件によって、 6GHz に帯域制限されているので、このアップサンプリングは許容可能である。アップサンブラ [7 3] は、図 10 に示すダイアログにおけるアップサンブラ設定に基づいて構成することができる。このダイアログは、アップサンプリング係数 [9 4]、サンプリング距離 [9 5]、及び最適化 [9 6] を指定する。アップサンプリング係数 [9 4] は一般に 2 に設定されるが、より大きなアップサンプリング係数を利用してもよい。サンプル距離 [9 5] は、 $\sin(x)/x$ の内挿を適用するための入力波形からのサンプルの距離を意味する。言い換えるとこれは、各フィルタ位相長の半分であり、位相数はアップサンプリング係数 [9 4] によって決定される。

10

【 0 0 6 4 】

再び図 9 を参照すると、次いで、アップサンプリング LF 波形は、低域通過フィルタ [7 4] に入る。例示的な低域通過フィルタの応答を図 12 に示す。このフィルタ [7 4] は、周波数サンプリングと呼ばれる技術を用いて図 10 に示す低域通過フィルタ仕様 [9 7] に従って好ましくは構築され、この技術についての好適な説明は、Jong、「Methods of Discrete Signal and Systems Analysis (離散信号及びシステム解析)」、McGraw Hill、1982 年、369 頁で提供されている。低域通過フィルタ仕様 [9 7] では、フィルタ係数 400 [9 8]、低域遮断 0 [9 9]、高域遮断 6GHz [100]、及び遷移帯域 800MHz [101] に規定される。この実施形態では、このフィルタ [7 4] の主用途は、LF 経路における 6GHz を超える雑音及びスプリアスを阻止することである。

20

【 0 0 6 5 】

次に、LF 波形は、クロスオーバー位相補正要素 [7 5] に入る。図示するように、この実施形態では、LF 及び HF 帯域が干渉するおよそ $200 \sim 300\text{MHz}$ 幅の領域がある。この領域をクロスオーバー領域と呼ぶ。この干渉は本質的に強め合う干渉であるのが好ましい。これを達成する 1 つの方法は、帯域が遷移している間は HF 経路に対する LF 経路の位相が本質的にゼロであるように規定することである。1 つの関連設計基準は、鋭いフィルタは帯域エッジ近くで極度の位相変化を有する傾向があることである。クロスオーバー位相補正要素 [7 5] は、クロスオーバー領域全体を通して相対位相をほぼゼロにすることによってこれを補償することができる。好適なクロスオーバー位相補正要素 [7 5] の説明は、2005 年 11 月 16 日に Pupalaiakis 他によって出願された名称「Method of Crossover Region Phase Correction When Summing Multiple Frequency Bands (複数の周波数帯域を加算した時のクロスオーバー領域位相補正の方法)」の米国特許出願で見られ、その内容は引用により本明細書に組み込まれる。

30

【 0 0 6 6 】

位相が補正され、次いで、低域通過フィルタリングされた LF 帯域がスケール調整要素 [7 6] に入り、次に加算ノード [7 7] に入る。この動作については、HF 経路処理の説明の後に説明する。

40

【 0 0 6 7 】

HF 波形 [7 0] は、インターリーブ補正フィルタ [7 8]、アダプタ [7 9]、更にアップサンブラ及び非整数遅延フィルタ [8 0] に入り、好ましい実施形態ではこのアップサンブラ及び非整数遅延フィルタ [8 0] は、LF 経路について上述したものと同様に動作するが、HF 信号経路の ADC 整合及び HF 経路の遅延に応じて異なる内部設計仕様を備える。

【 0 0 6 8 】

図 9 を更に参照すると、HF 波形は HF 低域イメージフィルタ [8 1] に入る。このフィルタは、図 10 に示す HF 低域イメージフィルタ仕様 [102] に従って設計され、図

50

13に示す応答を形成することができる。このフィルタは、上述の周波数サンプリング法を利用して構築される対称FIRフィルタとすることができる。例示的な仕様では、フィルタ係数400[103]、低域遮断300MHz[104]、高域遮断5.5GHz[105]、及び遷移帯域800MHz[106]に規定される。このフィルタ[81]は、500MHzから5.5GHzの対象の帯域外にある全ての周波数成分を阻止するように設計することができる。またこれは、チャンネルのあらゆるDCオフセットが11.5GHzの周波数成分として解釈することができる、これによって信号を劣化させることになるので、DCを阻止するように設計することができる。また、フィルタ[81]は、対象の帯域外の雑音及びスプリアスを阻止するように特に設計することができる。

【0069】

次いで、HF波形は5.75GHzのノッチフィルタ[82]に入る。このフィルタは、信号に重なる5.75GHzのLO基準トーンを除去するように設計することができる。このトーンの使用用途を簡潔に説明するが、加算ノード[77]へのHF経路では、このトーンは好ましくは阻止される。ノッチフィルタ[82]は、図10に示すノッチフィルタ仕様[107]に従って設計することができる、その応答を図14に示している。このフィルタは、次のアナログプロトタイプフィルタをデジタルに変換するために双一次変換を利用して設計された単一の双二次フィルタである。

【数1】

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2} \quad \text{式1}$$

ここで、 $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ 及び $Q = f_0 / \Delta f$ であり、これらは、 f_0 (ノッチフィルタ周波数[108]) 及び Δf (ノッチフィルタ帯域幅[109]) のノッチフィルタ仕様によって規定される。双一次変換は、Pupalakis、「Bilinear Transformation Made Easy (やさしい双一次変換)」、ICSPAT 2000会報、2000年において更に説明されている。この実施形態におけるフィルタは、無限インパルス応答(IIR)であるので、これ自体にはフィルタ長が存在せず、従って、フィルタ始動を考慮するようにフィルタ始動サンプル[110]が指定される。HF低域イメージフィルタの処理は、ノッチフィルタ処理の前に発生すると説明されているが、これらの順番は、どのような悪影響も伴わずに逆に行うことができる(この詳細説明の関連において理解されよう、本明細書にて説明する他のフィルタトポロジーの多くに同様に適用する設計選択枝)。

【0070】

HF低域イメージフィルタ[81]及び5.75GHzノッチフィルタ[82]の合成応答が図15に示され、5.75GHzのLO基準の阻止を示す拡大セクションを図16に示している。図16は、好ましい実施形態において、5.75GHzのLO基準がおよそ50dB減衰しており、HF波形から本質的に除去されていることを示している。

【0071】

この実施形態ではデジタルLO[84]の発生は、HF経路[85]の分割から始まる。デジタルLOが発生する前に、最初にLOの位相を求めることができる。LO位相は、HF波形に重なるLO基準に基づいて決定することができる。図2を再度参照すると、1つの信号経路に沿ってPLO出力[44]をミクサーのLO入力部[41]に送信することができると同時にピックオフし、分周して、分配器/合成器[54]においてLO基準としてHF波形に挿入することができる。このLO基準信号は、ミクサーに送信されるLO波形に対し一定の位相関係を有する。LO基準は、LOに対して一定の位相関係を有することが好ましい。従って、LO基準トーンは、LOの位相(一定のオフセットを伴う)を決定するのに必要な位相情報を保持することができる。LO基準と実際のLOとの間の一定オフセット差は、図27に示すHF遅延[156]の較正により考慮することができる。上述のように、図2に示すHFハードウェア経路には入力部から入来するあらゆる5

10

20

30

40

50

．75 GHzを阻止するノッチフィルタ[51]が存在する。従って、5.75 GHzのトーンは、実質的にこの実施形態の分配器/合成器[54]において挿入される5.75 GHzのLO基準によるものである。

【0072】

LO基準トーンに対し位相ロックされたデジタルLOを発生させる1つの方法は、デジタル位相ロックループ(PLL)を利用することである。この実施形態で用いられるあまり計算集約的でない選択肢では、100 MHzのPLO基準出力[45]がオシロスコープのサンプルクロックを発生させる基準としてオシロスコープに供給されるという理由で、オシロスコープのサンプルクロックに対するLO基準トーンの周波数が比較的安定していることが利用される。更に、この実施形態におけるLO基準は周波数が比較的高い(6 GHzの帯域幅を有するオシロスコープのフロントエンドによる取り込みができる限り高いのが好ましい)ので、LO基準の位相を正確に求めるのに必要なサイクル数は少数に過ぎない。

10

【0073】

5.75 GHzのLO基準の位相を求める1つの方法は、HF波形のある数のサンプルの離散フーリエ変換(DFT)を取り、5.75 GHzで発生する周波数成分を取り出すことである。この実施形態では、この周波数成分の位相はLO基準の位相である。オシロスコープにおけるサンプルクロック発生器及びLOは、同じ100 MHzの基準を用いて発生(すなわちLO及びサンプルクロックは相互に固定される)されるので、5.75 GHz成分を含むDFTにおける厳密な周波数ピンに関しては曖昧性が無い。言い換えれば、LO及び従って5.75 GHz LO基準の厳密な周波数において僅かな誤差があったとしても、これらの僅かな誤差はサンプルクロック周波数において同時に発生することになり、オシロスコープのサンプリングレートが厳密に20 GS/sであれば、LO基準は5.75 GHzで測定されることになる。

20

【0074】

DFT、及び高速フーリエ変換(FFT)は比較的計算集約的であり、この実施形態ではDFTは実際に必要とされるよりも多くの情報を提供するので、トーン検出には別の方法が好ましい。この方法は、Goertzelアルゴリズムと呼ばれ、「Digital Signal Processing Applications Using The ADSP-2100 Family (ADSP-2100系列を用いたデジタル信号処理アプリケーション)」、Prentice Hall、1990年、458頁において説明されている。LO基準位相を達成するデジタル処理要素のブロック図を図11に示す。図11では、利用されるポイント数(K)及び周波数ピン(n)は、局所発振器及び図10に示す基準仕様[111]によって決定することができる。この実施形態では、LO基準が5.75 GHz[112]にあって、LO決定[113]のために最大5000サイクルを用い、サイクルが23の整数倍[114]となることが仕様で規定されている。サイクルの倍数によってサンプル数は整数になり、従って、ウィンドウング技術に頼ることなく位相検出が可能になる。所与の波形において利用可能なLO基準サイクルの最小数は、図26に指定されているように最小収集持続時間[148]の仕様によって間接的に決定付けられる。

30

40

【0075】

位相検出器[86]がLO基準の位相を測定すると(好ましくは収集された全ての個々の波形について実行される)、この位相をデジタルLO発生器[87]に渡すことができる。LO発生器[87]のブロック図を図17に示す。図17は、局所発振器及び図10に示す基準仕様[111]を利用するルックアップテーブル[131]を利用してトーンを発生させることができることを示している。この実施形態では、この仕様は、サイクル倍数[114]が23であることを規定し、これは、位相に係わらず正弦波が80サンプル毎に繰り返すことになることを意味する。従って、80個の正弦波の値のテーブルがルックアップテーブル[131]用に生成される。ルックアップテーブルを用いて、要素mod(k, K)における値をルックアップ検索してポイントkにおける適正なLO波形値

50

を求めることによって、各ポイント k についての $L O$ 正弦波の値を計算することができる。

【 0 0 7 6 】

このことは、 $H F$ 信号における全ての波形ポイントについて、これに伴う $L O$ 波形信号値を求めることができ、この値は、 $H F$ 信号に対して位相ロックされ、図 2 に示すミクサーの $L O$ 入力部 [4 1] に印加されるアナログ $L O$ 信号が $H F$ 信号と共にサンプリングされた場合に求められることになる値に実質的に同じであることを意味する。

【 0 0 7 7 】

$H F$ 経路、特に図 9 のミクサー [8 3] の説明に戻ると、デジタルで発生した $L O$ は、ミクサーに印加される $H F$ 波形と乗算することができる。このデジタル混合動作によって、 500MHz から 5.5GHz の入力周波数帯域は図 1 8 に示す 2 つの新しいイメージを生じる。 6 から 11GHz に位置する帯域 [1 3 5] は、 500MHz から 5.5GHz レンジ内で提供される望ましい周波数成分を含むが、周波数は反転される。高側ダウンコンバージョンに起因して高帯域幅ハードウェアにより引き起こされた周波数反転動作はここでは元に戻り、周波数帯域はその正しい周波数帯域位置に復元されている。 12 から 17GHz の別のイメージが生成され [1 3 6]、この実施形態ではこれは望ましくないイメージである。この時点で、アップサンプリングの基本原理をこの実施形態において理解することができる、すなわち、 $H F$ 波形がアップサンプリングされなかった場合には、 12 から 17GHz 帯域 [1 3 6] は、 3 から 8GHz の帯域へのエイリアシングになる。この実施形態では、アップサンプリングによってこの帯域が良性の効果を有することが可能になる。

【 0 0 7 8 】

入力 $D C$ 成分の適正な阻止を行ったことを検証するために、 11.5GHz 前後の領域を調べる必要がある。図 1 9 を参照すると、 11.5GHz の成分が少なくとも 50dB だけ減衰していることが分かる。

【 0 0 7 9 】

$H F$ 波形は、デジタルミクサー [8 3] から $H F$ 高域イメージフィルタ [8 8] に進む。このフィルタ [8 8] は、図 1 0 に示す高域イメージフィルタ仕様 [1 1 5] に従って構築することができる。これは、周波数サンプリング法を利用して構築された対称 $F I R$ とすることができる。この仕様は、好ましい実施形態では、フィルタ係数 400 [1 1 6]、低域遮断 5.8GHz [1 1 7]、及び遷移帯域 500MHz [1 1 9] を規定している。この応答を図 2 0 に示す。このフィルタの主用途は、図 1 8 に示す 12 から 17GHz レンジ [1 3 6] での混合動作によって生成されるイメージを阻止することである。

【 0 0 8 0 】

$H F$ 経路内のフィルタの全ての合成を図 2 1 に示す。これは、 $H F$ 入力部への好ましい実施形態のデジタルシステムの応答を表している。

【 0 0 8 1 】

この時点で、処理済み $L F$ 及び $H F$ 波形は加算する準備がほぼ整っている。波形は、好ましくは加算の前にスケール調整される。この実施形態では、 $H F$ 波形のスケール調整は、高帯域幅チャンネルの $v d i v$ 設定 ($L F$ フロントエンドの $v d i v$ 設定と同じ) と $H F$ 波形を収集するのに用いられる $50\text{mV}/d i v$ レンジとの関係に依存する。 $H F$ 波形のスケール調整は次式で計算される。

$$H F G a i n = (L F V d i v / H F V d i v) \cdot 2$$

この状況では $H F v d i v$ は、定数 $50\text{mV}/d i v$ であり、係数 2 は、混合動作によって生成される各周波数帯域が半分のサイズであることの説明となる。この係数は、デジタル $L O$ のサイズを 2 倍にすることによって考慮することができるが、オーバーフローを引き起こす可能性のある整数演算を利用するオシロスコープ内で処理が実行される場合には、上述の技術が好ましい。

【 0 0 8 2 】

$L F$ 利得要素 [7 6] を用いて $L F$ 波形をスケール調整し、 $H F$ 利得要素 [8 9] を用

いてHF波形をスケール調整した後、スケール調整された波形は、これらを互いに加える加算器 [77] によって合成することができる。上述のように、伝送経路の位相シフト、振幅変動、伝送遅延、位相応答、及び他の歪み特性は、フィルタステージの発生の際に考慮に入れた。従って、2つのチャンネルにおける信号の合成は補償された波形の加算になる。

【 0 0 8 3 】

この初期のステージにおいて波形を補償せずに、合成ステージにおいて補償を実行することができる。従って、より複雑なフィルタ / 加算ステージを用いることができ、このステージは、同じ2つの基本機能、すなわち伝送チャンネルを通る伝搬によって発生する歪み特性について信号を補償する段階と、拡大帯域幅を有する単一波形に信号を合成する段階とを実行することになる。

10

【 0 0 8 4 】

この処理の結果としての好ましい実施形態のデジタルシステムの全体的な応答が図 2 2 に示されており、ここではLF及びHF経路応答を合成応答と共に示している。デジタル処理は、この実施形態の11GHz帯域幅仕様を保持することが分かる。

【 0 0 8 5 】

図 2 3 は、この実施形態におけるクロスオーバー領域での再合成の結果を示している。6.035GHzに領域の中心が生じ、各フィルタの応答はほぼ望ましい - 6 dB であることが分かる。領域の幅 (LF 及び HF 帯域の強度の差が互いに 20 dB 未満である領域として定義される) は、およそ 5.85 GHz から 6.21 GHz の間の周波数でおよそ 360 MHz の帯域を含む。

20

【 0 0 8 6 】

図 2 4 は、帯域合成によって生じた非平坦性を示している。非平坦性は + / - 0.5 dB 程度であることが分かる。フィルタ仕様の小さな変更に基づいて、結果として生じる信号の平坦性を更に改善することができる。

【 0 0 8 7 】

この時点までの図 9 における処理の結果は、信号を2つの周波数帯域に分割し、これらの2つの帯域を2つの独立したオシロスコープフロントエンドに注入し、波形を収集し、更に波形をデジタル処理して11GHzの波形収集を行うものである。これらの波形のアナログ処理は、振幅応答及び群遅延の非平坦性をもたらす可能性があり、これによりシステムの周波数応答及び時間領域応答に歪みが生じる。このため、振幅応答及び群遅延を補償して良好な総合応答を生じさせる技術を利用することができる。例えば、入力波形のチャンネル応答特性を補償することができる信号処理システムは、入力仕様、フィルタビルダ、及びフィルタを含むことができる。入力仕様は、フィルタの設計を指定するのに用いることができ、入力波形を収集するのに用いられるチャンネルの応答特性を定義するチャンネル応答特性と、望ましい周波数応答及び望ましい周波数応答に対するコンプライアンス度を指定するためのユーザ仕様とを含む。フィルタビルダは、フィルタ係数を発生させることができ、最終性能仕様を出力する。フィルタは、チャンネル応答特性の逆数をベースとした補償応答に対応する係数を発生させるための補償フィルタ発生器と、ユーザ仕様をベースとして理想応答及び雑音低減応答の合成応答に対応する係数を発生させるための応答フィルタ発生器とを有することができる。フィルタは入力波形をフィルタリングし、望ましい周波数応答を有する総合応答波形を出力することができる。フィルタは更に、フィルタビルダが生成する係数を記憶するためのフィルタ係数キャッシュ、補償応答に対応するフィルタ係数キャッシュ内に記憶された係数に従って、入力波形をフィルタリングするための補償フィルタ部分、及び総合応答波形を出力する、この補償フィルタ部分からの補償済み波形出力をフィルタリングするための応答フィルタステージ及び雑音低減ステージを有する応答フィルタ部分を含むことができる。応答フィルタ部分は、理想応答と雑音低減応答との合成に応じてフィルタ係数キャッシュ内に記憶された係数を用いてフィルタリングすることができる。

30

40

【 0 0 8 8 】

50

好ましい実施形態の最終システム出力を図 25 に示しており、ここでは、31 ps の立ち上がり時間を有する印加段階が適用されている。高帯域幅装備オシロスコープは、11 GHz のオシロスコープに相当する立ち上がり時間である 40.5 ps の内部オシロスコープ立ち上がり時間に対して、51 ps の測定立ち上がり時間でこの波形を収集した。

【0089】

従って、例示的な実施形態では、連続時間記録の高帯域幅信号の収集は、複数の狭帯域を用いるシステムによって実行され、これによって帯域幅及びサンプリングレート制限等の物理特性の制限を有するシステムが最適に利用される。複数の狭帯域によって収集された信号部分がデジタイズされ、デジタル処理され、更に、これらへの処理の影響を最小にするような方法で再合成される場合には、元の信号の帯域幅の実質的に全てにわたる高帯域入力信号の実質的に同じ表現であるデジタル出力を生成することができる。

10

【0090】

この詳細な説明では、一例として 11 GHz のオシロスコープに言及しているが、本明細書に説明する技術は、あらゆる帯域幅での信号収集を用いるオシロスコープ又は他のデバイスに同しく適用可能である。

【0091】

アナログ入力信号は、評価中のデバイスと通信状態にあるアクティブ又はパッシブのいずれかのプローブから受信するのが好ましい。プローブは、任意的に電流プローブ又は差動プローブとすることができる。

【0092】

更に、上述のように、あらゆる数の成分周波数帯域を入力信号から得ることができる。3、4、5、又はそれ以上の帯域を入力信号から得ることができる。帯域は隣接又は重なり合う必要はない。様々な実施形態では、帯域は離間しており、入力信号周波数帯域の一部は省略される。

20

【0093】

高域周波数成分のダウンコンバージョンは、何らかの低周波数帯域と同じ周波数帯域への変換である必要はなく、アップコンバージョンは、何らかの高周波数帯域と同じ周波数への変換である必要はない。あらゆる望ましい周波数変換量を用いることができる。例えば上記変換は、隣接する周波数帯域と重なり合うが、実質的に同時発生しない周波数帯域を占有する信号を発生させることができる。

30

【0094】

収集又はデジタイズの後に行われる処理段階は、必要に応じて集約又は分離することができる。一実施形態では、全てのデジタイズ後の処理段階は、アナログ入力波形のデジタル表現を出力する単一のデジタル処理要素に集約される。他の実施形態では、誤差トーン除去及び遅延等の上述のデジタル処理段階のサブセットが離散デジタル処理要素にグループ化される。

【0095】

デジタル処理要素の各々は、開始時又は各収集時に動的に構築することができる。複数の離散デジタル処理要素が用いられる場合には、幾つかは開始時に構築することができ、その他は、必要に応じて信号が収集される毎に再構築することができる。

40

【0096】

好ましい実施形態では、高域周波数成分のダウンコンバージョンは、デジタイズ前のあらゆる時点で行うことができる。コンポジットアナログ入力信号が分離される前、或いは高域周波数成分がダウンコンバージョンされる前に、デジタイズ前フィルタリング及び信号処理をこの信号に実施することができる。

【0097】

本明細書で考察する周波数変換技術において用いられる周期的波形は正弦曲線である必要はない。ある特定の実施形態では、インパルス列及び矩形波等の他の周期的波形を利用してもよい。

【0098】

50

ダイナミックレンジ、雑音、歪み、クロストーク、及び入力リターンロス（又はVSWR）補償は各々任意である。様々な実施形態では、これらの補償の一部又は全ては省略される。

【0099】

2つの周波数帯域の再合成によって形成されるアナログ入力信号のデジタル表現は、下流側のデジタル信号処理ハードウェアに出力され、この信号を更にフィルタリングし、又は他の方法で処理することができる。

【0100】

対象となる信号は、アナログ入力信号の帯域幅全体にわたることができないことを当業者であれば理解されるであろう。好ましい実施形態では、対象の信号（評価中のシステムのクロック信号等）がシステム帯域幅の小部分又は1ポイントのみを占有する場合であっても、説明した方法で入力帯域幅全体が処理されデジタル化される。

【0101】

明示的に記載されない限り、本明細書で説明する特定の回路トポロジーは、特定の好ましい実施形態に好適な例示的アーキテクチャに過ぎない。例えば入力信号は単向二路通信される必要はない。代わりに、信号を50オーム分配器に通し、更に帯域通過フィルタに通す等の他の手法を利用することができる。同様に、イメージ阻止ミクサー又は三重平衡ミクサーを用いてミクサーの絶縁問題を阻止することができる。異なる主クロックが利用される場合にはノッチフィルタリングを省略することができる。LF成分は、フロントエンドに伝送される前に増幅、或いは他の方法で処理することができる。フルスケール信号を提供するVGAは省略することができ、雑音を補償するデジタル処理要素で置き換えることができる。アップコンバージョン及びダウンコンバージョン用の両方の周期関数を発生させるために同じLO基準を用いる必要はなく、代わりに、固定位相又は拡散スペクトル技術を用いることができる。アップサンプリング段階は任意的であり、様々なシステムにおいて適切ではない可能性がある。簡潔にするために、本明細書では残りの回路要素を個別に扱うことはないが、本開示の文脈内で特定のトポロジーに様々な修正を加えることができる点を理解されたい。

【0102】

従って、上記に記載した目的、とりわけ上記説明から明らかになった目的は効率的に達成され、更に、本発明の精神及び範囲から逸脱することなく上記方法の実施及び記載された構造において特定の変更を加えることができるので、上記の説明及び添付図面に含まれる全ての内容は例証であり、限定を意味しないものと解釈すべきである。

【0103】

添付の請求項は、本明細書に説明した本発明の一般的及び特定の特徴の全て、及び言葉の問題としてこれらの範囲内にあると考えられる本発明の範囲の全ての表現を対象とすることが意図されていることも理解されたい。

【図面の簡単な説明】

【0104】

【図1】オシロスコープの概略表示である。

【図2】2チャンネルオシロスコープのフロントエンドのブロック図表示である。

【図3】高域周波数（HF）信号経路の各ステージにおける無線周波数（RF）パワーのグラフ表示である。

【図4】HF信号経路の各ステージにおける総合利得のグラフ表示である。

【図5】HF信号経路の各ステージにおける雑音パワーのグラフ表示である。

【図6】HF信号経路の各ステージにおける信号対雑音比（SNR）のグラフ表示である。

。

【図7】HF信号経路の各ステージにおける総合雑音メトリックのグラフ表示である。

【図8】信号処理構成設定のブロック図表示である。

【図9】デジタル信号処理（DSP）システムのブロック図表示である。

【図10】構成設定メニューの表示である。

10

20

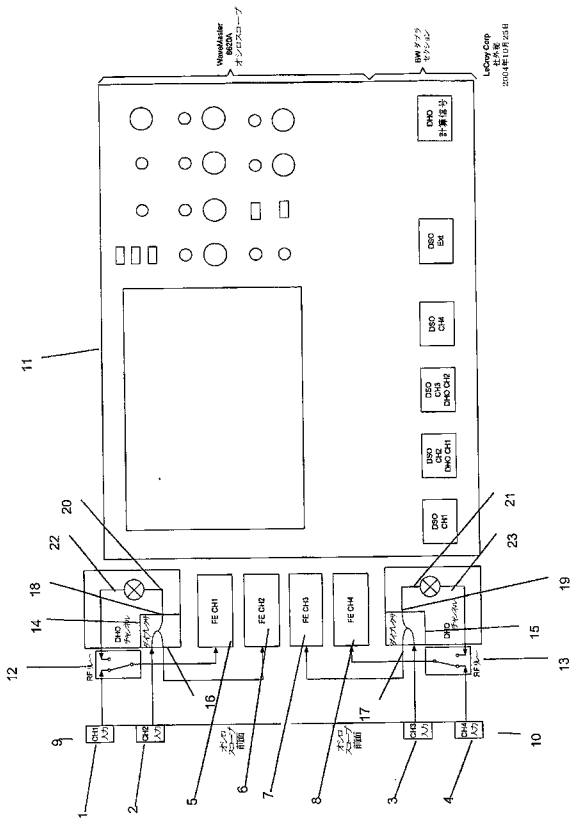
30

40

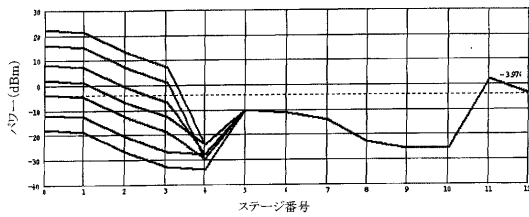
50

- 【図 1 1】基準トーンの位相計算のブロック図表示である。
- 【図 1 2】低域周波数 (L F) 低域通過 (L P) フィルタの振幅応答のグラフ表示である。
- 【図 1 3】高域周波数 (H F) 低域イメージフィルタの振幅応答のグラフ表示である。
- 【図 1 4】 H F ノッチフィルタの振幅応答のグラフ表示である。
- 【図 1 5】 H F 低域イメージ及びノッチフィルタ応答の合成のグラフ表示である。
- 【図 1 6】基準トーン周波数における阻止を示す、 H F 低域イメージ及びノッチフィルタ応答の合成のグラフ表示である。
- 【図 1 7】デジタル局所発振器 (L O) のトーン発生器の表示である。
- 【図 1 8】 H F 低域イメージ及びノッチフィルタ応答のデジタル混合合成のグラフ表示である。
- 【図 1 9】 H F 低域イメージ及びノッチフィルタのデジタル混合合成のグラフ表示である。
- 【図 2 0】 H F 高域イメージフィルタの振幅応答のグラフ表示である。
- 【図 2 1】総合 H F デジタルフィルタ応答のグラフ表示である。
- 【図 2 2】 L F 経路デジタルフィルタ応答及び H F 経路デジタルフィルタ応答のグラフ表示である。
- 【図 2 3】 L F 経路デジタルフィルタ応答及び H F 経路デジタルフィルタ応答のグラフ表示である。
- 【図 2 4】 L F 経路デジタルフィルタ応答及び H F 経路デジタルフィルタ応答のグラフ表示である。
- 【図 2 5】水平軸設定メニューを示すデジタルオシロスコープ画面である。
- 【図 2 6】内部収集設定を示すデジタルオシロスコープ画面である。
- 【図 2 7】収集システム設定を示すデジタルオシロスコープ画面の一部である。
- 【符号の説明】
- 【 0 1 0 5 】
- 2 7 高帯域幅チャンネル
 - 2 8 高帯域幅チャンネル
 - 2 9 ダイプレクサ
 - 3 0 ノッチフィルタ
 - 3 2 フロントエンド
 - 3 4 減衰器
 - 3 6 可変利得増幅器 (V G A)
 - 3 7 帯域通過フィルタ
 - 3 9 R F 入力部
 - 4 3 内部位相同期発振器 (P L O)
 - 4 7 分周器
 - 5 1 低域通過フィルタ
 - 5 2 固定利得増幅器 (F G A)
 - 5 3 D C 阻止フィルタ
 - 5 4 分配器 / 合成器
 - 5 7、5 8 シングルエンド出力
 - 5 9 D C 遮断コンデンサ
 - 6 0 帯域通過フィルタ
 - 6 3 フロントエンド

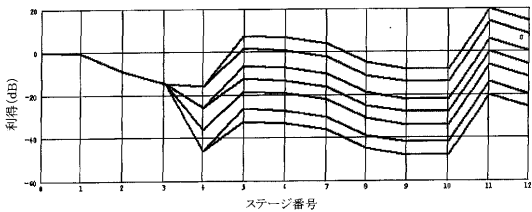
【図1】



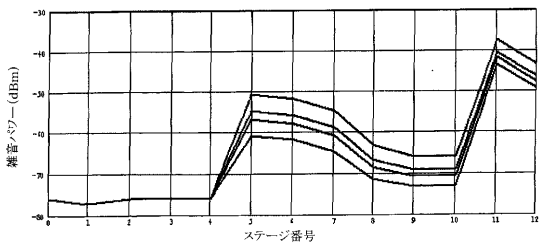
【図3】



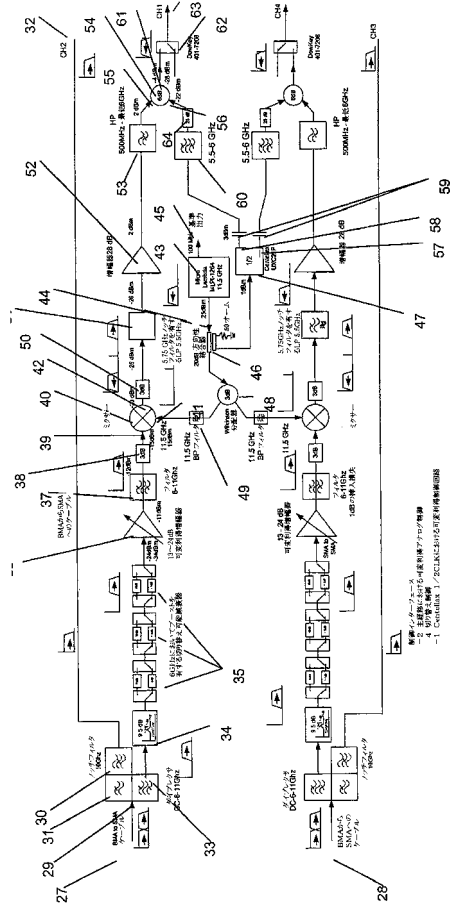
【図4】



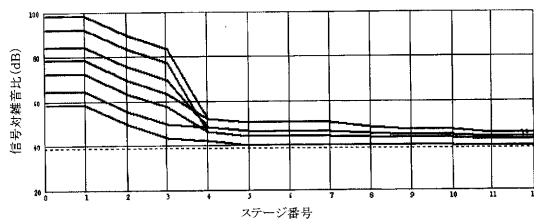
【図5】



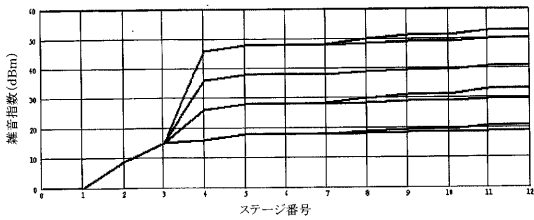
【図2】



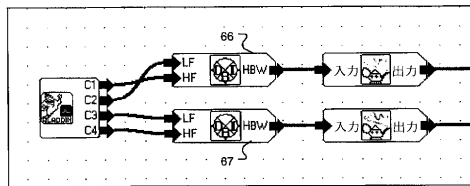
【図6】



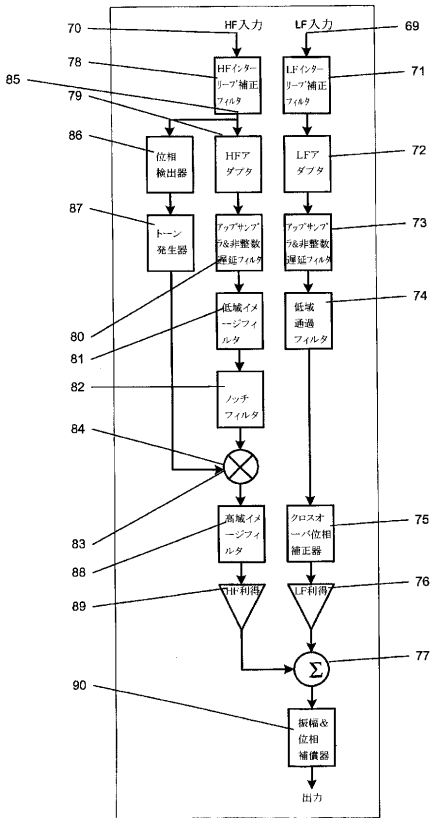
【図7】



【図8】



【図 9】



【図 10】

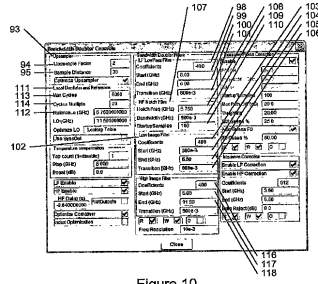


Figure 10

【図 11】

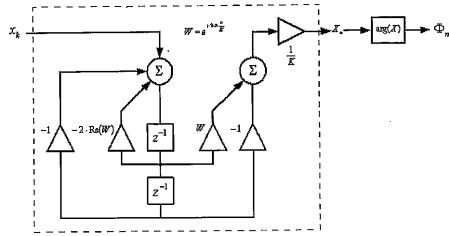
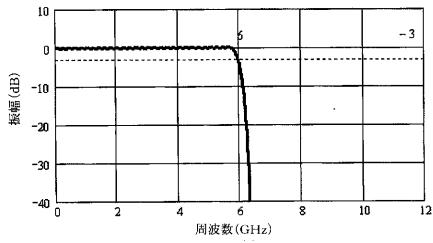
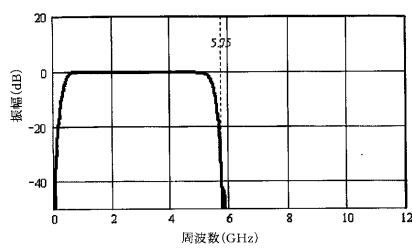


Figure 11

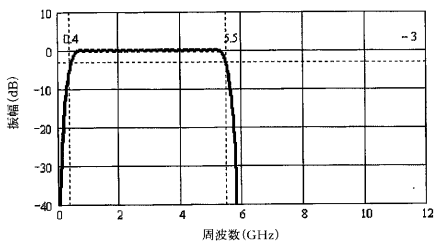
【図 12】



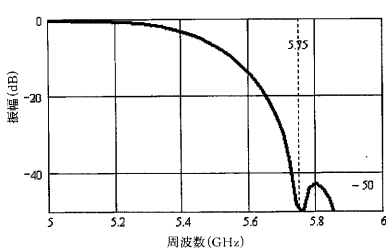
【図 15】



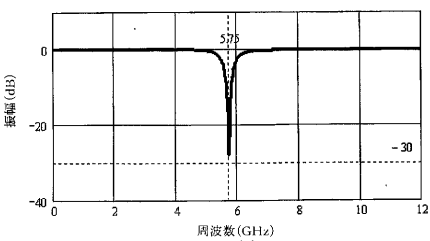
【図 13】



【図 16】



【図 14】



【 図 17 】

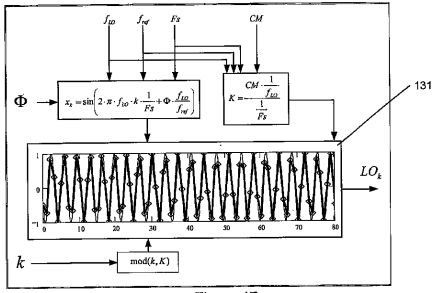
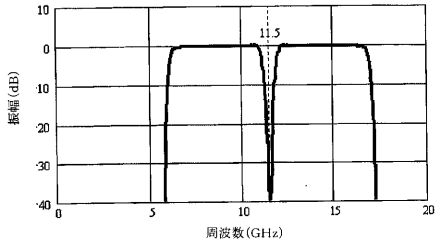
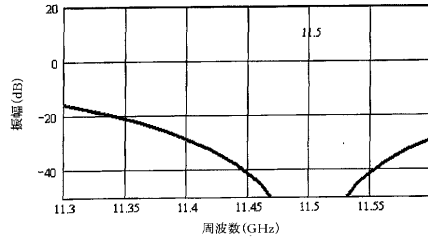


Figure 17

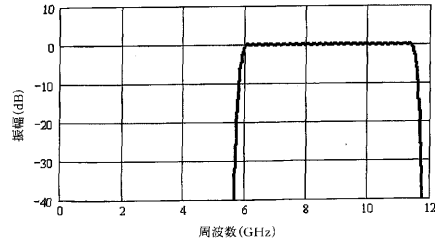
【 図 18 】



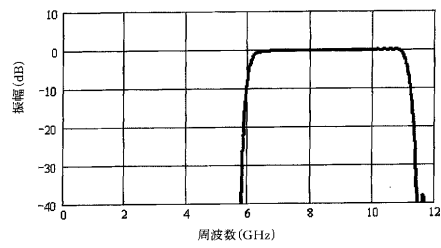
【 図 19 】



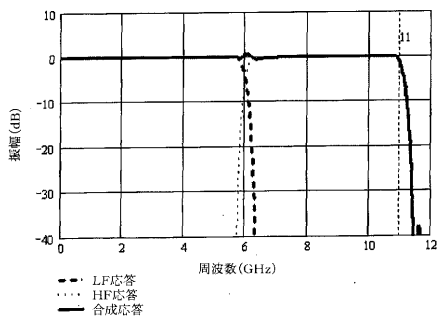
【 図 20 】



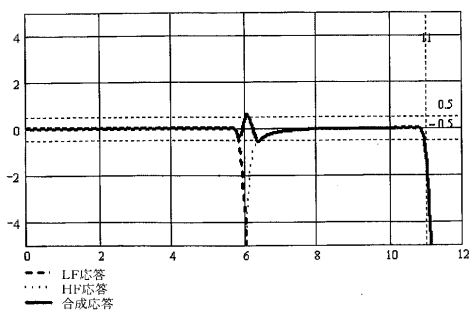
【 図 21 】



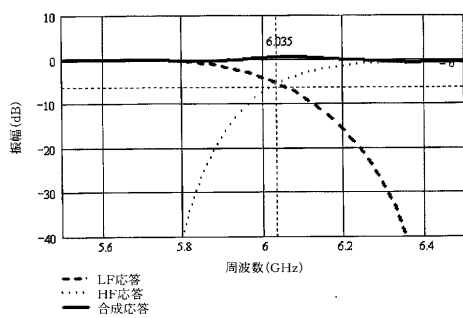
【 図 22 】



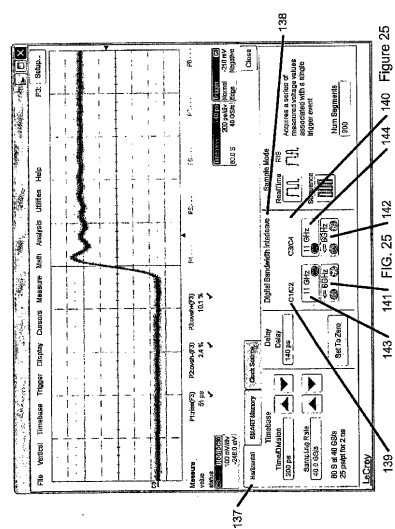
【 図 24 】



【 図 23 】



【 図 25 】



【 図 26 】

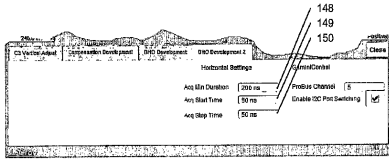


Figure 26

【 図 27 】

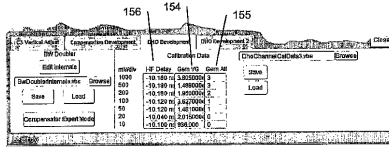



Figure 27

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US05/42223
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC: G06F 15/00(2006.01) USPC: 702/189 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) U.S. : 702/189, 66, 67, 75, 76 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched NONE Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) Please See Continuation Sheet		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X --- Y	US 5,659,546 A (ELDER) 19 August 1997 (19.08.1997), Figures 4A-4B, 5A-5C; column 2, lines 47-66; column 3, lines 48-60; column 5, lines 47-50.	1, 5, 7, 9, 12, 19-21, 30 11, 14
Y	US 2004/0041599 A1 (MURPHY) 04 March 2004 (04.03.2004), paragraphs 0004, 0012-0013, 0020, 0053, 0061.	11
Y	US 5,950,119 A (MCGEEHAN et al) 07 September 1999 (07.09.1999), abstract; column 1, lines 4-9; column 3, lines 28-30.	14
A	US 2004/0162691 A1 (PUPALAIKIS et al) 19 August 2004 (19.08.2004), see entire document.	1-49
A	US 5,978,742 A (PICKERD) 02 November 1999 (02.11.1999), see entire document.	1-49
A	US 6,542,914 B1 (PUPALAIKIS) 01 April 2003 (01.04.2003), see entire document.	1-49
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents:		
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family	
Date of the actual completion of the international search 27 December 2006 (27.12.2006)		Date of mailing of the international search report 29 JAN 2007
Name and mailing address of the ISA/US Mail Stop PCT, Attn: ISA/US Commissioner for Patents P. O. Box 1450 Alexandria, Virginia 22313-1450 Facsimile No. (571) 273-3201		Authorized officer JOSE G. DEES Telephone No. (571) 272-1607 

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US05/42223

C. (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 6,819,279 B2 (PUPALAIKIS) 16 November 2004 (16.11.2004), see entire document.	1-49

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No. PCT/US05/42223

Continuation of B. FIELDS SEARCHED Item 3:

IEEE Xplore and EAST: US-PGPUB; USPAT; USOCR; FPRS; EPO; JPO; DERWENT; IBM_TDB

search terms:

((frequency<paragraph>(translator<or>transilation<or>translate<or>translating)<paragraph>lower<paragraph>frequency<paragraph>(band<or>range))<in>metadata); (pupalaikis-peter-j.in. or graef-david.in.) and (analog same signal) and (frequency same (range or band)); (digital same representation same analog same signal same frequency same (range or band)) and (lower same frequency same bandsame translat\$3) and (higher same frequency same (range or band)); (interleav\$4 same error same correct\$3 same lower same frequency same (band or range)) and (crossover same phase same correct\$4 same low same pass smac lower same frequency) and (referencesame tone same phase same oscillat\$3)

フロントページの続き

(31)優先権主張番号 11/281,075

(32)優先日 平成17年11月17日(2005.11.17)

(33)優先権主張国 米国(US)

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(74)代理人 100096013

弁理士 富田 博行

(74)代理人 100147681

弁理士 夫馬 直樹

(72)発明者 プパライキス, ピーター・ジェイ

アメリカ合衆国ニュージャージー州07446, ラムジー, センター・ストリート 27

(72)発明者 グリーフ, デイビッド・シー

アメリカ合衆国ニューヨーク州10916, キャンベル・ホール, ブルー・ヘロン・ロード 6

Fターム(参考) 5J022 AA01 BA07