

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6656825号
(P6656825)

(45) 発行日 令和2年3月4日(2020.3.4)

(24) 登録日 令和2年2月7日(2020.2.7)

(51) Int. Cl.	F I
GO 1 R 23/16 (2006.01)	GO 1 R 23/16 D
GO 1 R 23/173 (2006.01)	GO 1 R 23/173 D
	GO 1 R 23/173 B

請求項の数 4 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2015-124625 (P2015-124625)	(73) 特許権者	391002340
(22) 出願日	平成27年6月22日 (2015.6.22)		テクトロニクス・インコーポレイテッド
(65) 公開番号	特開2016-8972 (P2016-8972A)		TEKTRONIX, INC.
(43) 公開日	平成28年1月18日 (2016.1.18)		アメリカ合衆国 オレゴン州 97077
審査請求日	平成30年5月17日 (2018.5.17)		-0001 ビーバートン サウスウエスト
(31) 優先権主張番号	14/313744		ト カール・ブラウン・ドライブ 141
(32) 優先日	平成26年6月24日 (2014.6.24)	(74) 代理人	110001209
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		特許業務法人山口国際特許事務所
		(72) 発明者	シゲツネ・トリン
			アメリカ合衆国 オレゴン州 97077
			-0001 ビーバートン サウスウエスト
			ト カール・ブラウン・ドライブ 141
			50 テクトロニクス・インコーポレイテッド内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 試験測定装置及びノイズ低減方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

被試験信号を受ける被試験信号入力部と、
 該被試験信号入力部に結合され、被試験信号サンプルを生成するサンプルと、
 ノイズ低減システムと
 を具備、
 該ノイズ低減システムが、
 上記サンプルに結合されて発振信号サンプルを生成するよう構成される増設発振器と

、
 上記発振信号サンプルが供給され、上記サンプルで導入された上記発振信号サンプル
 におけるノイズの量を測定するよう構成される位相検出部と、

該位相検出部に結合されると共に上記被試験信号サンプルが供給され、上記発振信号
 サンプルにおける測定された上記ノイズの量を、上記被試験信号サンプルから除去するよ
 う構成される位相補正部と
 を有する試験測定装置。

【請求項 2】

被試験信号を受ける第 1 チャンネル入力部と、
 増設発振器からの発振信号を受ける第 2 チャンネル入力部と、
 上記第 1 チャンネル入力部に結合され、被試験信号サンプルを生成する第 1 サンプルと

上記第2チャンネル入力部に結合され、上記第1サンプラと共通のサンプリング・クロックで駆動されて上記発振信号から発振信号サンプルを生成する第2サンプラと、ノイズ低減システムとを具え、
上記ノイズ低減システムが、

上記発振信号サンプルが供給され、上記第2サンプラで導入された上記発振信号サンプルにおけるノイズの量を測定するよう構成される位相検出部と、

該位相検出部に結合されると共に上記被試験信号サンプルが供給され、上記発振信号サンプルにおいて測定された上記ノイズの量を、上記被試験信号サンプルから除去するよう構成される位相補正部と

を有する試験測定装置。

【請求項3】

被試験信号を受ける受信装置のノイズを低減する方法であって、
発振信号を受ける処理と、

上記被試験信号及び上記発振信号を同じ条件にあるサンプラでサンプリングして、被試験信号サンプル及び発振信号サンプルを生成する処理と、

上記サンプラで導入された上記発振信号サンプルに関するノイズの量を測定する処理と

、
測定された上記ノイズの量を上記被試験信号サンプルから除去する処理と
を具えるノイズ低減方法。

【請求項4】

上記発振信号サンプルに関する上記ノイズを測定する処理が、上記発振信号サンプルから生成されたIQ信号対における位相角度を測定する処理を含む請求項3記載のノイズ低減方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、離散時間信号の処理における位相ノイズの低減処理に関し、特に、離散時間信号に受ける試験測定装置において、位相ノイズを低減させた試験測定装置及び位相ノイズ低減方法に関する。

【背景技術】

【0002】

離散時間信号の処理を行う受信装置は、高速データ・サンプリング・デバイスやデジタル信号処理の進歩によって、現在では広く普及している。離散時間信号処理受信装置で無線周波数(RF)信号の位相特性を測定するには、離散時間信号処理受信装置の位相ノイズが、RF信号自身よりも大幅に小さいことが必要である。多くの場合、この位相ノイズの主な原因は、局部発振器のような内部発振システムや内部サンプリング・クロックのジッタである。

【0003】

離散時間信号処理受信装置の中には、1つ以上の周波数変換段を持っているものがある。離散時間信号処理受信装置の一例としては、本願出願人である米国テクトロニクス社が供給するリアルタイム・スペクトラム・アナライザ(RTSA)がある。RTSAでは、周波数変換器用の局部発振器の位相ノイズが、入力信号に加えられる。また、離散時間信号処理受信装置では、連続的な信号が周期的にサンプルされる。そのサンプラは、発振器のクロックに従って駆動されるが、このクロックは、タイミング・ジッタを含んでいる。このジッタは、サンプラによって位相ノイズに変換されるので、位相ノイズが更に追加されることになる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】米国特許第7746058号明細書

【特許文献2】米国特許第6564160号明細書

【非特許文献】

【0005】

【非特許文献1】Grove et al, "Direct-Digital Phase-Noise Measurement" 2004 IEEE International Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control Joint 50th Anniversary Conference, " 2004

【非特許文献2】「離散信号」の記事、[online]、Wikipedia、[2015年6月2日検索]、インターネット<URL: <http://ja.wikipedia.org/wiki/離散信号>>

【非特許文献3】「高周波数180度位相分配/合成器」の紹介ページ、[online]、(株)アールアンドケー、[2015年6月3日検索]、インターネット<URL: <http://www.rk-microwave.com/jp/products/PH.php>>

【非特許文献4】「位相偏移変調」の記事、[online]、Wikipedia、[2015年6月17日検索]、インターネット<URL: <http://ja.wikipedia.org/wiki/位相偏移変調>>

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

離散時間信号処理受信装置では、全体として、その受信信号が多くの位相ノイズ信号源の影響を受ける。内部発振器の性能を改善し、特に、高帯域高周波数同期発振システムを実現することは、コストとのトレードオフになる。即ち、低ノイズの発振器を低コストで製造するのには、困難が伴う。

【0007】

位相ノイズを低減する従来手法は、例えば、米国特許第7,746,058号明細書(特許文献1)や米国特許第6,564,160号明細書(特許文献2)に開示されている。また、その他の手法が、例えば、非特許文献1に開示されている。

【0008】

特許文献1は、「シーケンシャル等価時間サンプリング」システムを開示している。このシステムには、トリガと基準クロック信号が被測定デバイス(DUT)からの信号と同期しているかどうか、又は、何らかの関連付けがなされているかどうかに応じて、いくつかの実施形態がある。その開示する方法では、基準クロック信号をDUT信号とは別個にデジタル化する必要がある。また、DUT信号のサンプルを補正するのに「タイム・スタンプ」を利用しており、タイム・スタンプは、基準クロック信号を変換することで生成されるが、この基準クロック信号のタイム・スタンプへの変換に複雑な方法が用いられている。

【0009】

特許文献2では、クロック基準信号を利用している。このクロック基準信号は、DUT信号から生成されるか、DUT信号と直接関連づけられるか、又は、DUT自身から供給される。DUT信号のサンプリング処理とクロック基準信号は同期しているが、位相基準を使う機構はなく、よって、位相基準がDUT信号と非同期であるために、応用範囲が限られる。

【0010】

非特許文献1は、「位相ノイズの試験セット」を記述しており、これは、入力信号の位相ノイズだけは測定できる。しかし、これには、信号の他のパラメータを測定する機能は無く、波形表示機能もなく、信号を復調する受信装置ではない。

【0011】

本発明は、従来技術の上述した課題やその他の課題を解決しようとするものである。

【課題を解決するための手段】

【0012】

本発明の実施形態としては試験測定装置があり、これには、被試験信号入力部と、この被試験信号入力部に結合されて、被試験信号サンプルを生成するサンプラがある。試験測

10

20

30

40

50

定装置には、ノイズ低減システムもあり、これには、サンプラに結合されて発振信号サンプルを生成する増設発振器と、発振信号サンプルを受けてサンプラによって導入されたノイズを測定する位相検出部とがある。ノイズ低減システムには、更に、位相検出部に結合され、この測定されたノイズを被試験信号サンプルから除去する位相補正部もある。

【0013】

実際的には、本発明の実施形態では、追加で設ける良い位相ノイズ特性の発振器機能を用いて内部の発振システムの位相ノイズを求め、求めた位相ノイズを用いて入力信号を補正する。追加される発振器機能には、精密な同調(Tuning)機能は必要ない。そのため、内部発振システムの改善を比較的安価に実現できる。

【0014】

増設発振器は、改良しようとする受信装置の外部又は内部のどちらにあっても良い。

【0015】

ある実施形態では、DUTからの被測定信号と増設発振器の信号(発振信号)は、どちらも少なくとも最小2.5倍の係数でオーバー・サンプリングされる。また、ある実施形態では、被測定信号と発振信号(基準信号)が1つのチャンネルに合成され、単一のアナログ・デジタル・コンバータでデジタル化される。

【0016】

本発明の実施形態としては、被試験信号を受けるよう構成された受信装置中のノイズを低減する方法もある。こうした方法は、発振信号を受ける処理と、被試験信号及び発振信号をサンプリングして、被試験信号サンプル及び発振信号サンプルを生成する処理と、発振信号サンプルに関するノイズを測定する処理と、この測定ノイズとほぼ等しいノイズを被試験信号サンプルから除去する処理とを具えている。

【0017】

本発明を更にいくつかの観点から見ていくと、本発明の概念1は、試験測定装置であって、

被試験信号を受ける被試験信号入力部と、

該被試験信号入力部に結合され、被試験信号サンプルを生成するサンプラと、

ノイズ低減システムと

を具え、

該ノイズ低減システムが、

上記サンプラに結合されて発振信号サンプルを生成するよう構成される増設発振器と

、
上記発振信号サンプルが供給され、上記サンプラで導入されたノイズを測定するよう構成される位相検出部と、

該位相検出部に結合され、測定された上記ノイズの量を、上記被試験信号サンプルから除去するよう構成される位相補正部と

を有している。

【0018】

本発明の概念2は、上記概念1の試験測定装置であって、上記被試験信号入力部と上記サンプラの間に結合され、局部発振器で駆動される周波数変換部を更に具え、上記位相検出部が、上記サンプラと上記局部発振器によって導入されるノイズを測定するよう構成されている。

【0019】

本発明の概念3は、上記概念2の試験測定装置であって、被試験デバイス及び上記増設発振器からの入力信号を合成して上記被試験信号とする信号合成部を更に具えている。

【0020】

本発明の概念4は、上記概念1の試験測定装置であって、上記位相検出部は、上記発振信号サンプルから求めたIQ信号対から得られる位相角度をノイズとして検出する。

【0021】

本発明の概念5は、上記概念4の試験測定装置であって、上記位相検出部で測定された

10

20

30

40

50

位相角度の量に基づいて、上記位相補正部が上記被試験信号サンプルから求めた I Q 信号を補正するよう構成されている。

【 0 0 2 2 】

本発明の概念 6 は、上記概念 1 の試験測定装置であって、上記増設発振器として、コム・ジェネレータを用いることを特徴としている。

【 0 0 2 3 】

本発明の概念 7 は、上記概念 1 の試験測定装置であって、上記増設発振器が、上記試験測定装置内に組み込まれていることを特徴としている。

【 0 0 2 4 】

本発明の概念 8 は、試験測定装置であって、
被試験信号を受ける第 1 チャンネル入力部と、
発振信号を受ける第 2 チャンネル入力部と、
上記第 1 チャンネル入力部に結合され、被試験信号サンプルを生成する第 1 サンプラと

10

、
上記第 2 チャンネル入力部に結合され、上記第 1 サンプラと共通のサンプリング・クロックで駆動されて発振信号サンプルを生成する第 2 サンプラと、

ノイズ低減システムと

を具え、

上記ノイズ低減システムが、

上記発振信号サンプルが供給され、上記サンプラで導入されたノイズを測定するよう構成される位相検出部と、

20

該位相検出部に結合され、測定された上記ノイズの量を、上記被試験信号サンプルから除去するよう構成される位相補正部と

を有している。

【 0 0 2 5 】

本発明の概念 9 は、上記概念 8 の試験測定装置であって、上記位相検出部は、上記発振信号サンプルから求めた I Q 信号対から得られる位相角度をノイズとして検出する。

【 0 0 2 6 】

本発明の概念 10 は、上記概念 9 の試験測定装置であって、上記位相検出部で測定された位相角度の量に基づいて、上記位相補正部が上記被試験信号サンプルから求めた I Q 信号を補正するよう構成されている。

30

【 0 0 2 7 】

本発明の概念 11 は、被試験信号を受ける受信装置のノイズを低減する方法であって、
発振信号を受ける処理と、

被試験信号及び上記発振信号をサンプリングして、被試験信号サンプル及び発振信号サンプルを生成する処理と、

上記発振信号サンプルに関するノイズを測定する処理と、

測定された上記ノイズにほぼ等しいノイズの量を上記被試験信号サンプルから除去する処理と

を具えている。

40

【 0 0 2 8 】

本発明の概念 12 は、上記概念 11 の受信装置のノイズ低減方法であって、上記発振信号サンプルに関する上記ノイズを測定する処理が、上記発振信号サンプルから生成された I Q 信号対における位相角度を測定する処理を含んでいる。

【 0 0 2 9 】

本発明の概念 13 は、上記概念 12 の受信装置のノイズ低減方法であって、測定された上記ノイズにほぼ等しい上記ノイズの量を上記被試験信号サンプルから除去する処理が、被試験信号サンプルから生成された I Q 信号対に対して、測定された上記位相角度にほぼ等しい量で位相補正を実行する処理を含んでいる。

【 0 0 3 0 】

50

本発明の概念 1 4 は、上記概念 1 1 の受信装置のノイズ低減方法であって、上記被試験信号及び上記発振信号をサンプリングする処理が、共通のサンプラで上記被試験信号及び上記発振信号をサンプリングする処理を含んでいる。

【 0 0 3 1 】

本発明の概念 1 5 は、上記概念 1 1 の受信装置のノイズ低減方法であって、上記被試験信号及び上記発振信号をサンプリングする処理が、

第 1 サンプラで上記被試験信号をサンプリングする処理と、

第 2 サンプラで上記発振信号をサンプリングする処理と

を含み、上記第 1 及び第 2 サンプラが共通のサンプリング・クロックで駆動されることを特徴としている。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 3 2 】

【図 1】図 1 は、リアルタイム・スペクトラム・アナライザのような、大きな内部ノイズを生じる従来の試験装置の機能ブロック図である。

【図 2】図 2 は、デジタル・オシロスコープのような、大きな内部ノイズを生じる従来の試験装置の機能ブロック図である。

【図 3】図 3 は、図 1 及び図 2 に示す試験装置などにおける離散時間信号処理部の機能ブロック図である。

【図 4】図 4 は、本発明の実施形態による位相補正を用いたノイズ低減システムの例の機能ブロック図である。

【図 5】図 5 は、図 4 に示したシステムにおける離散時間信号処理ブロックの例の機能ブロック図である。

【図 6】図 6 は、本発明の実施形態による 2 チャンネル受信装置における位相補正を用いたノイズ低減システムの例の機能ブロック図である。

【図 7】図 7 は、図 6 に示したシステムにおける離散時間信号処理ブロックの例の機能ブロック図である。

【図 8 A】図 8 A は、位相補正していない連続波 (C W) を描いたグラフである。

【図 8 B】図 8 B は、本発明による位相補正技術を適用した後に、図 8 A と同じ連続波 (C W) を描いたグラフである。

【図 9 A】図 9 A は、位相補正していない Q P S K 信号についての信号品質測定値とコンスタレーション表示を示した図である。

【図 9 B】図 9 B は、本発明による位相補正を適用した Q P S K 信号についての信号品質測定値とコンスタレーション表示を示した図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 3 3 】

図 1 は、被試験デバイス (D U T) からの R F 信号を測定するための単一の周波数変換受信装置 1 1 0 の機能ブロック図である。こうした回路は、典型的には、リアルタイム・スペクトラム・アナライザ (R T S A) 内に設けられる。通常、サンプラ 1 2 0 の後には、ホールド回路とアナログ・デジタル・コンバータ (A D C) が設けられるが、簡単のため、これらは省略して図示していない。イメージ阻止フィルタ及びアンチ・エイリアシング・フィルタも省略している。図 1 の例では、局部発振器 1 3 0 及びサンプリング・クロック 1 4 0 が、D U T 1 6 0 からの R F 信号の位相測定精度を劣化させる。

【 0 0 3 4 】

図 1 の受信装置では、局部発振器 1 3 0 及び周波数ミキサ 1 5 0 から構成される周波数変換段を含んでいたが、例えば、デジタル・オシロスコープ 2 1 0 のような図 2 に示す受信装置の場合では、こうした周波数変換段を含んでいない。デジタル・オシロスコープ 2 1 0 では、サンプリング・クロック 2 4 0 で駆動されるサンプラ 2 2 0 が、D U T 2 6 0 からの信号を周期的にサンプルし、離散時間信号処理システム 2 7 0 で処理できるようにする。図 2 のデジタル・オシロスコープ 2 1 0 では、局部発振器は含んでいないが、システムの位相ノイズは、サンプリング・クロック 2 4 0 によって、やはり劣化する。なお、

10

20

30

40

50

図2のデジタル・オシロスコープ210でも、通常、アンチ・エイリアシング・フィルタを含んでいるが、簡単のため、省略している。

【0035】

図3は、図1及び図2に示す試験測定装置などにおける離散時間信号処理部170及び270の機能ブロック図である。

【0036】

図3では、単一のラインで実信号(Real Signal)のパスを示し、2重ラインで直交信号(IQ複素信号)のパスを示しており、これらは、本願の他の図においても同様である。数値制御発振部310は、被試験RF信号のキャリア信号の周波数で動作する。デジタルIQダウン・コンバータ320は、デジタル演算によるダウン・コンバート(周波数変換)処理によって、ADC330の出力信号をIQベース・バンド信号を含む中間周波数(IF)信号に変換する。フィルタ340は、ダウン・コンバートで得られたIF信号からIQベース・バンド信号(RF信号の情報)を抽出し、この得られた信号をデジタル・シグナル・プロセッサ(DSP)350が測定する。

【0037】

本発明の実施形態では、試験システム中で、もう1つの(第2の)発振器を用いて位相補正を行い、離散時間信号処理を改善する。図4は、本発明の実施形態による位相補正を用いたノイズ低減システム400の例の機能ブロック図である。ノイズ低減システム400では、DUT410からの出力信号(RF信号であってRF1と呼ぶ)と、増設(追加の)発振器420からの信号(RF2と呼ぶ)が、信号合成器(Signal Combiner)430で合成され、受信装置440に送られる。RF2は、例えば、無変調連続波(CW)信号としても良い。RF2の周波数は、システムにおいて既知であり、RF1と干渉しない周波数を選択する必要がある。RF2の周波数を選択する場合、好ましくは、RF1とRF2で同一周波数の使用は避けると共に、互いに高調波の関係になる周波数も避ける必要がある。また、もしRF1とRF2の周波数が近すぎると、詳しくは後述のように、RF1から位相ノイズをフィルタで除去できなくなる。

【0038】

図4における信号合成器430としては、180度位相合成器(180度ハイブリッド:非特許文献3参照)とするのが良いが、他の合成方法を用いても良い。受信装置440は、周波数変換回路を有していても良いし、無くても良い。この例では、局部発振器443及び周波数ミキサ445で周波数変換を行っている。この例では、増設発振器420及び信号合成器430が、受信装置440の外に配置されているが、別の実施形態としては、これらが受信装置440内に配置されていても良い。

【0039】

図5は、位相補正を行う図4の離散時間信号処理ブロック448の実施形態例の詳細な機能ブロック図である。図3に関して述べたように、単一のラインで実信号の信号パスを示す一方、2重ラインでIQ複素信号対の信号パスを示す。なお、ADC504の出力信号は、デジタル・データであり、ADC504の後に続く各ブロックは、例えば、数学的なデジタル演算処理で実現される機能を表し、これらブロックのそれぞれが必ずしも実体的な個別のハードウェアとして実現される必要はない。

【0040】

図5を参照すると、第1数値制御発振部510は、図4に示すDUT410からのRF1信号に周波数が合わせられ(同調され)ている。これは、従来の離散時間信号処理と同じである。RF1信号のサンプルは、ADC504でデジタル化され、続いて、第1デジタルIQダウン・コンバータ512において第1数値制御発振部510からの第1デジタル局部発振(LO)信号とデジタル演算によって混合(ミキサ)処理される。第1デジタルIQダウン・コンバータ512は、デジタルRF1信号をゼロIF信号(ベースバンドIQ複素信号を含む)に変換する。第1デジタルIQダウン・コンバータ512の出力信号は、第1フィルタ514でデジタル・フィルタ処理されて、RF1情報(ベースバンドIQ複素信号)だけが抽出される。これら機能は、図3に関して上述したものと同一であ

10

20

30

40

50

る。本発明の実施形態による位相補正を利用したノイズ低減は、図5内の残りの要素によって行われる。

【0041】

具体的には、第2数値制御発振部520が、図4の増設発振器420からのRF2信号に周波数が合わせられ（同調され）ている。RF2信号は、サンプルされてデジタル化された後、第2デジタルIQダウン・コンバータ522において第2数値制御発振部520からの第2デジタル局部発振（LO）信号とデジタル演算によって混合（ミキサ）処理され、ゼロIF信号（ベースバンドIQ複素信号を含む）に変換される。第2デジタルIQダウン・コンバータ522の出力信号は、第2フィルタ524でデジタル・フィルタ処理されて、RF2情報（ベースバンドIQ複素信号）だけが抽出される。

10

【0042】

図4を再度参照すると、局部発振器443、サンプリング・クロック446及びサンプラ447は、RF1信号及びRF2信号の両方に対し、位相ノイズに関して同様な影響を与える。このとき、図5の数値制御発振部510及び520は、実体のあるハードウェアではなく、数学的な演算処理で実現されているので、増設発振器420に比較して大幅に良い位相ノイズ特性を有していると考えられる。RF2情報は、理想的には、ゼロIF信号中で一定であり、その位相角度は、ベースバンドIQ複素信号中で θ_2 で表される。しかし、受信装置440のような受信装置の内部位相ノイズのために、実際の角度は $\theta_2 + \theta_{n2}$ となる。ここで θ_{n2} は、受信装置に由来する位相ノイズ成分である。位相検出部540は、例えば、Q（虚数）成分とI（実数）成分（これらをまとめてIQ信号対と呼ぶ）のアーキ・タンジェントを処理することで、瞬間的な位相を検出できる。例えば、RF1のキャリア周波数を f_1 とし、RF2の周波数を f_2 とすると、位相ノイズの関係は、次の数式1でシンプルに表すことができる。

20

【0043】

$$\theta_1 : f_1 = \theta_2 : f_2 \quad (\text{数式1})$$

【0044】

ここで、 θ_1 はRF1における位相ノイズであり、 θ_2 はRF2における位相ノイズであり、局部発振器とサンプリング・クロックのそれぞれによって加えられたものである。

θ_1 及び θ_2 は、各サンプルにおける瞬間的な位相であり、よって、RF1の位相をサンプル毎に補正すると良い。

30

【0045】

第1及び第2数値制御発振部510及び520それぞれの周波数は、位相補正に関して、正確に f_1 及び f_2 である必要はない。この場合、第1及び第2デジタルIQダウン・コンバータ512及び522で信号を処理した後に、信号に位相回転が生じる。これら位相回転は、一定の回転（周波数シフト）であり、既知の手法により、デジタル信号処理ブロックにおける演算処理によって除去できる。

【0046】

図5を再度参照すると、位相検出部540は、RF2信号の位相を検出し、この位相が位相補正部550で引き算処理される。1つの実施形態では、位相補正部550は、第1フィルタ514から出力されるRF1情報を割り算し、続いて、フィルタ処理されたRF1情報を、位相検出部540で検出され測定された位相角度で割り算することによって、位相ノイズを除去する。そして、そのノイズを除去して得られた信号を、測定及び処理のために、デジタル・シグナル・プロセッサ（DSP）560へと送る。

40

【0047】

RF2信号の位相は、局部発振器443及びサンプリング・クロック446で加えられる位相ノイズにかなり近い値となっている。従って、位相補正部550でRF2信号の位相を引き算処理すると、受信装置440（図4）で生じた位相ノイズの大部分が除去される。

【0048】

本発明の別の実施形態では、複数のチャンネルがある受信装置を使用する。多くのオシ

50

ロスコープでは、入力チャンネルが1つではなく、もっと多数である。例えば、図6を参照すると、受信装置640の2つの独立した入力チャンネルで、DUT610からの信号と、増設発振器620からの信号とをそれぞれ受けるようにしても良い。サンプラ617及び627は、両方とも、受信装置640内の同じサンプリング・クロック630によって駆動される。受信装置640は、図4に示した実施形態のような周波数変換回路を有していても良いが、必ずしも周波数変換回路がないといけないということはない。

【0049】

図7は、図6の改良型離散時間信号処理ブロック648の実施形態例の機能ブロック図である。

【0050】

図7に示したシステムは、RF1信号とRF2信号を別々に受ける。2つのADC704及び706は、DUT610又は増設発振器620のどちらかからの信号のサンプルを受けると構成されるが、これら2つのADC704及び706を設ける以外では、図7に示した構成要素は、図5に示したものと同様に動作するので、これら構成要素の動作については、簡単のため省略する。言い換えると、受信装置のもう1つ別個のチャンネルに増設発振器620を加えると、増設発振器620からの信号は、DUT610からの信号と同じやり方で処理されるので、増設発振器620の出力信号の位相ノイズの全てを、DUT610の出力信号から除去できる。これによって、受信装置が原因のノイズが効果的に除去される。

【0051】

2つのチャンネルを利用する利点は、 f_2 （増設発振器620からの信号であるRF2の周波数）をRF1の周波数と同じにできることである。 f_2 に利用できる周波数に、ほとんど制約がない。

【0052】

更に、図6を再度参照すると、もしDUT610、受信装置640及び増設発振器620の3つのユニットの全てが基準信号（クロックなど）にロックしていると、改良型離散時間信号処理ブロック648が正確な周波数関係を把握でき、よって、信号処理において周波数を推定するという面倒な計算を追加で行う必要がないので、有益である。これらユニットの一部又は全部がロックしていない場合であっても、改良型離散時間信号処理ブロック648に第1及び第2数値制御発振部710及び720の周波数の値を提供する周波数推定機能を追加すれば、ノイズを低減又は除去できる。

【0053】

実施形態によっては、増設発振器（図4の増設発振器420や、図6の増設発振器620など）を、コム・ジェネレータ（櫛状スペクトラム信号発振器：Comb Generator）とし、基本周波数の n 倍（1、2、3・・・）の周波数の複数の無変調連続波（CW）信号成分から構成される信号（そのスペクトラム分布が櫛（コム）状になる）を発生させるようにしても良い。ただし、その他の発振器を用いても良い。

【0054】

上述のように、増設発振器420及び620を外部に設けても良いが、受信装置440や640のような受信装置内に発振器を設ければ、受信装置のシステム全体として、全体的な校正や使用がシンプルになる点では有益である。

【0055】

上述した位相検出によるノイズ除去の手法は、厳密な信号測定の使用でなくても、単純に信号を受ける受信装置で、受ける信号の品質を改善するためにも応用できる。

【0056】

図8Aは、参照用RF信号のスペクトラムであり、このRF信号は、上述のノイズ低減システムを使用していないCW信号である。一方、図8Bは、上述したノイズ低減システムを使用した後の同じ信号を示している。見れば明かなように、図8Bに示されたノイズ・フロアは、図8Aに示されたものと比較して大幅に低下している。

【0057】

10

20

30

40

50

図9A及び9Bは、米国テクトロニクス社のMSO5000シリーズのオシロスコープで捕捉したQPSK変調信号に対して上述のノイズ低減システムを適用した実例の結果を示している。QPSK変調信号は、米国テクトロニクス社のRSA6000シリーズ用のソフトウェアで解析されている。

【0058】

図9Aに示すコンスタレーション表示 (Constellation: 図の右側グラフ) 及び信号品質 (Signal Quality) 測定値 (図の左側) は、位相補正を行っていないQPSK変調信号に関するものである。QPSK変調信号をコンスタレーション表示すると、そのシンボル点は、理想的には、正方形を形成する4つの頂点の位置に現れる (非特許文献4参照)。図9Aでは、シンボル点は、コンスタレーション表示の4つの理想の位置からずれた位置にまばらに広がって現れており (図では、灰色で強調表示されたまばらな点で示す)、これらシンボル点に位相ノイズの問題があることを示していた。このとき、エラー・ベクトル・マグニチュード (EVM) は、比較的高い10.761%という値が測定された (図の左側、信号品質測定値のEVMの項目を参照)。

10

【0059】

これに代えて、本発明による位相補正を適用すると、図9Bに示すように、強調表示された対応するシンボル点の現れる領域は減少して、4つの理想のシンボル点の位置付近に比較的良好に収束し、EVMは、比較的低い0.471%という値が測定された。

【0060】

以上、説明の都合上、本発明の具体的な実施形態を図示及び説明してきたが、本発明の主旨及び範囲から離れることなく種々の変形が可能なが理解できよう。

20

【符号の説明】

【0061】

- 400 ノイズ低減システム
- 410 被試験デバイス (DUT)
- 420 増設発振器
- 430 信号合成器
- 440 受信装置
- 443 局部発振器
- 445 周波数ミキサ
- 447 サンプラ
- 448 改良型離散時間信号処理ブロック
- 504 アナログ・デジタル・コンバータ (ADC)
- 510 第1数値制御発振部
- 512 第1デジタルIQダウン・コンバータ
- 514 第1フィルタ
- 520 第2数値制御発振部
- 522 第2デジタルIQダウン・コンバータ
- 524 第2フィルタ
- 540 位相検出部
- 550 位相補正部
- 560 デジタル・シグナル・プロセッサ (DSP)
- 610 被試験デバイス (DUT)
- 617 サンプラ
- 620 増設発振器
- 627 サンプラ
- 630 サンプリング・クロック発振器
- 640 受信装置
- 648 改良型離散時間信号処理ブロック
- 704 第1アナログ・デジタル・コンバータ (ADC)

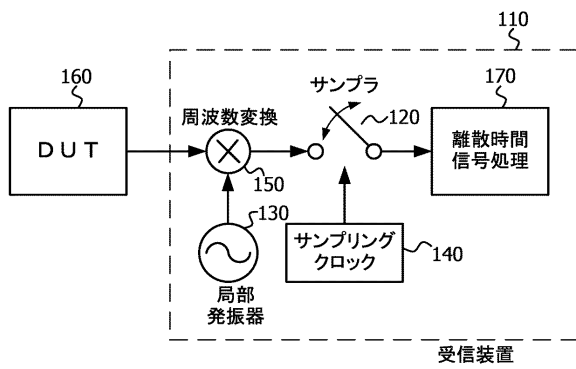
30

40

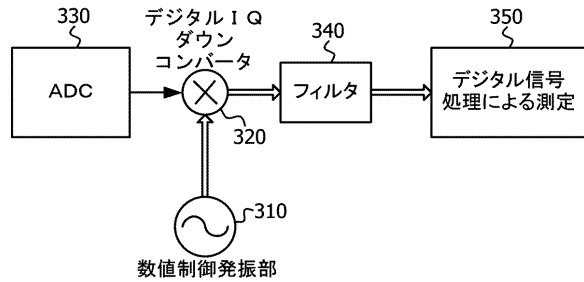
50

- 7 0 6 第 2 アナログ・デジタル・コンバータ (A D C)
- 7 1 0 第 1 数値制御発振部
- 7 1 2 第 1 デジタル I Q ダウン・コンバータ
- 7 1 4 第 1 フィルタ
- 7 2 0 第 2 数値制御発振部
- 7 2 2 第 2 デジタル I Q ダウン・コンバータ
- 7 2 4 第 2 フィルタ
- 7 4 0 位相検出部
- 7 5 0 位相補正部
- 7 6 0 デジタル・シグナル・プロセッサ (D S P)

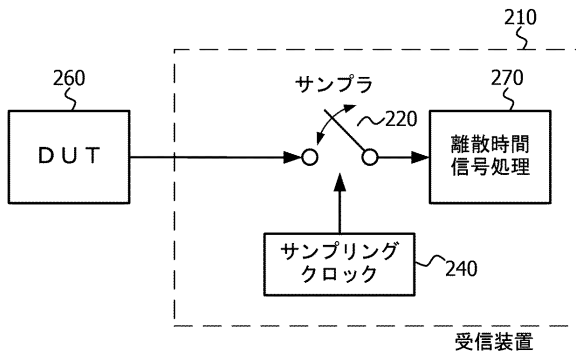
【 図 1 】



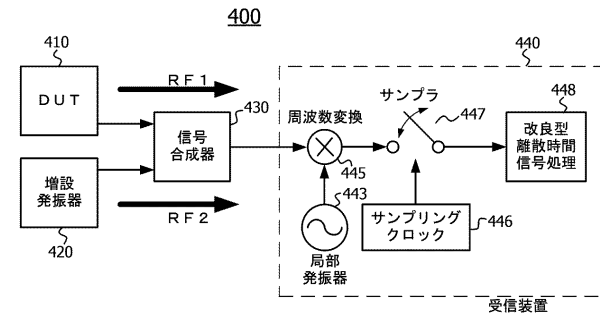
【 図 3 】



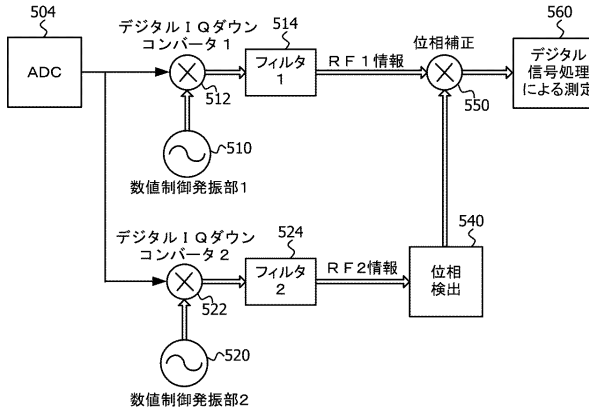
【 図 2 】



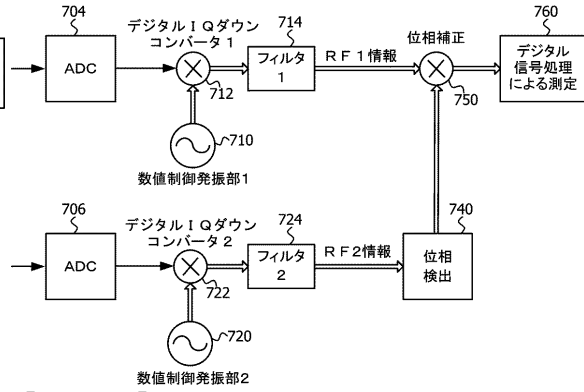
【 図 4 】



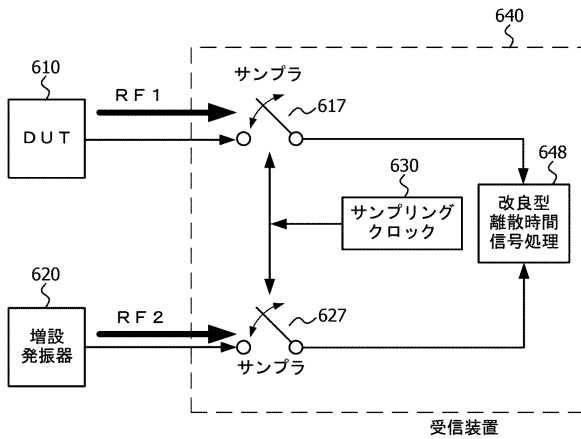
【図5】



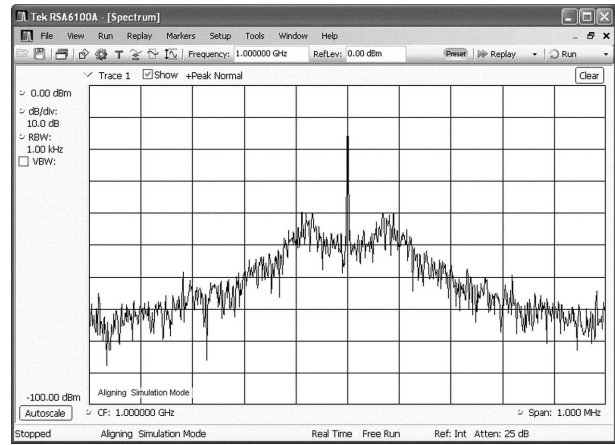
【図7】



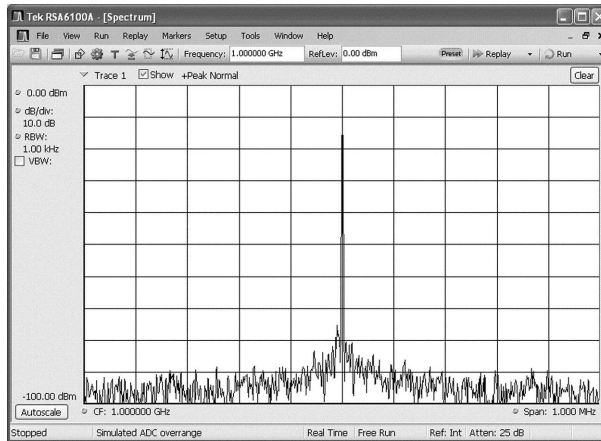
【図6】



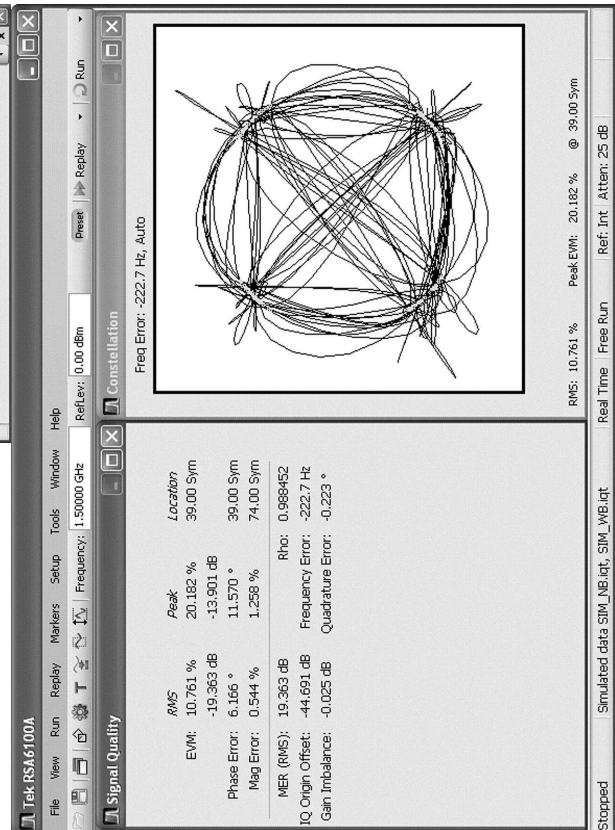
【図8A】



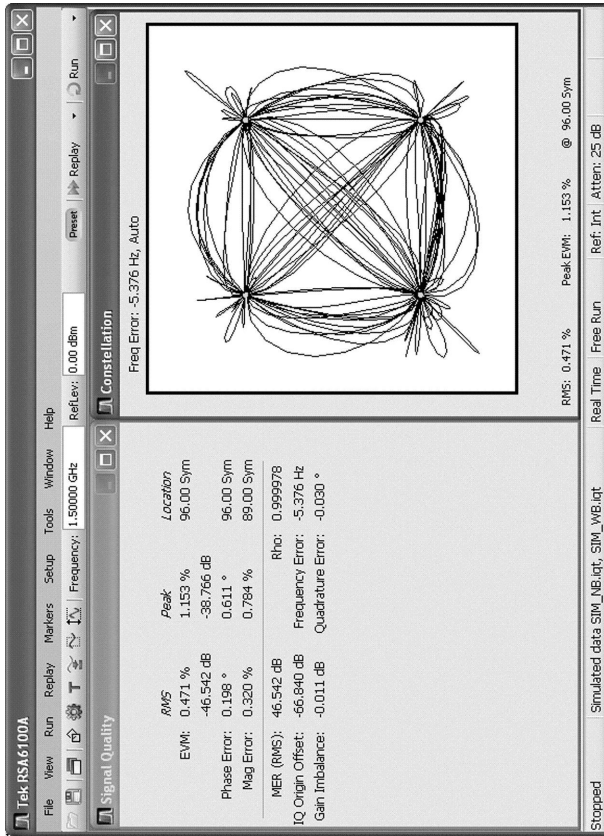
【図8B】



【図9A】



【 9 B 】



フロントページの続き

(72)発明者 トーマス・シー・ヒル
アメリカ合衆国 オレゴン州 97077-0001 ビーバートン サウスウエスト カール・
ブラウン・ドライブ 14150 テクトロニクス・インコーポレイテッド内

審査官 島 崎 純一

(56)参考文献 米国特許出願公開第2012/0068866(US, A1)
特開2003-098202(JP, A)
特開2011-078004(JP, A)
国際公開第2008/099735(WO, A1)
米国特許出願公開第2003/0031241(US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G01R 23/16
G01R 23/173