

(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2013-509597

(P2013-509597A)

(43) 公表日 平成25年3月14日(2013.3.14)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
<b>GO 1 S 13/36 (2006.01)</b>	GO 1 S 13/36	5 J 0 7 0
<b>GO 1 S 7/03 (2006.01)</b>	GO 1 S 7/03 C	

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 44 頁)

(21) 出願番号 特願2012-537180 (P2012-537180) (86) (22) 出願日 平成22年11月1日 (2010.11.1) (85) 翻訳文提出日 平成24年6月20日 (2012.6.20) (86) 国際出願番号 PCT/US2010/055019 (87) 国際公開番号 W02011/053941 (87) 国際公開日 平成23年5月5日 (2011.5.5) (31) 優先権主張番号 12/590, 145 (32) 優先日 平成21年11月2日 (2009.11.2) (33) 優先権主張国 米国 (US) (31) 優先権主張番号 12/590, 117 (32) 優先日 平成21年11月2日 (2009.11.2) (33) 優先権主張国 米国 (US) (31) 優先権主張番号 12/590, 116 (32) 優先日 平成21年11月2日 (2009.11.2) (33) 優先権主張国 米国 (US)	(71) 出願人 512109002 インベンション プラネット、エルエルシー アメリカ合衆国 95403 カリフォルニア州、サンタ ローザ、スイート エー 4、インダストリアル ドライブ 3535 (74) 代理人 100105924 弁理士 森下 賢樹 (72) 発明者 スチュワート、クリストファー、イー. アメリカ合衆国 95472 カリフォルニア州、セバストポリ、ファーロング ロード 912
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ディテクタシステム

## (57) 【要約】

【解決手段】ディテクタシステムは、振幅変調(「AM」)ノイズを有する第1高周波信号を検出し、少なくとも第1検出AMノイズ信号成分および復調信号成分を有する第1検出信号を生成するよう構成された第1ディテクタと、AMノイズを有する第2高周波信号を検出し、少なくとも第2検出AMノイズ信号成分を有する第2検出信号を生成するよう構成された第2ディテクタと、を備える。代数的合成ネットワークは、第1検出信号と第2検出信号とを合成することで第1検出AMノイズ信号成分を第2検出AMノイズ信号成分で相殺し、復調信号成分を含む出力信号を生成する。

【選択図】 図1

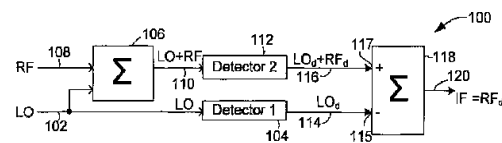


FIG. 1

**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

振幅変調（「AM」）ノイズを有する第 1 高周波信号を検出し、少なくとも第 1 検出 AM ノイズ信号成分および復調信号成分を有する第 1 検出信号を生成するよう構成された第 1 ディテクタと、

AM ノイズを有する第 2 高周波信号を検出し、少なくとも第 2 検出 AM ノイズ信号成分を有する第 2 検出信号を生成するよう構成された第 2 ディテクタと、

第 1 検出信号と第 2 検出信号とを合成することで第 1 検出 AM ノイズ信号成分を第 2 検出 AM ノイズ信号成分で相殺し、復調信号成分を含む出力信号を生成する代数的合成ネットワークと、を備える、ディテクタシステム。

10

**【請求項 2】**

第 1 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、復調信号成分はローカル高周波信号と受信高周波信号との差分周波数を有する、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

**【請求項 3】**

第 2 高周波信号はローカル高周波信号である、請求項 2 に記載のディテクタシステム。

**【請求項 4】**

第 2 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、第 2 検出信号は差分周波数を有する第 2 復調信号成分をさらに含む、請求項 2 に記載のディテクタシステム。

20

**【請求項 5】**

代数的合成ネットワークの出力信号は復調信号成分に足し合わされた第 2 復調信号成分をさらに含む、請求項 4 に記載のディテクタシステム。

**【請求項 6】**

受信高周波信号はローカル高周波信号の反射信号である、請求項 2 に記載のディテクタシステム。

**【請求項 7】**

ローカル高周波信号と受信高周波信号とを合成し、ローカル高周波信号および受信高周波信号を第 1 ディテクタに提供する高周波代数的合成ネットワークをさらに備える、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

30

**【請求項 8】**

代数的合成ネットワークは反転入力および非反転入力を有し、第 1 検出信号は非反転入力に提供され、第 2 検出信号は反転入力に提供される、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

**【請求項 9】**

第 1 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、出力信号は差分周波数を有する、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

**【請求項 10】**

ローカル高周波信号および受信高周波信号を受け、ローカル高周波信号および受信高周波信号を第 1 ディテクタに提供し、ローカル高周波信号および受信高周波信号の反転信号を第 2 ディテクタに提供するよう構成された高周波代数的合成ネットワークをさらに備え、

40

第 2 ディテクタは第 2 検出 AM ノイズ信号成分および反転された復調信号成分を有する第 2 検出信号を生成する、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

**【請求項 11】**

代数的合成ネットワークは反転入力および非反転入力を有し、第 1 検出信号が非反転入力に提供されると共に第 2 検出信号が反転入力に提供されることによって反転された AM ノイズ信号成分および第 2 復調信号成分が生成され、

出力信号は復調信号成分と第 2 復調信号成分との和であり、

反転された AM ノイズ信号成分は AM ノイズ信号成分を相殺する、請求項 10 に記載の

50

ディテクタシステム。

【請求項 1 2】

第 1 ディテクタは第 1 シングルダイオードディテクタを含み、第 2 ディテクタは第 2 シングルダイオードディテクタを含む、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 1 3】

第 1 ディテクタは第 1 デュアルダイオードディテクタを含み、第 2 ディテクタは第 2 デュアルダイオードディテクタを含む、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 1 4】

第 1 ディテクタは第 1 ダイオード電圧増倍器を含み、第 2 ディテクタは第 2 ダイオード電圧増倍器を含む、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

10

【請求項 1 5】

高周波代数的合成ネットワークは、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 1 受信信号経路と、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 2 受信信号経路と、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 1 L O 信号経路と、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 2 L O 信号経路と、

第 1 受信信号経路の受信信号と第 1 L O 信号経路の L O 信号とを合成し、第 1 合成信号を第 1 ディテクタに提供する第 1 高周波コンバイナと、

第 2 R F 信号経路の受信信号と第 2 L O 信号経路の L O 信号とを合成し、第 2 合成信号を第 2 ディテクタに提供する第 2 高周波コンバイナと、

20

を含む、請求項 1 0 に記載のディテクタシステム。

【請求項 1 6】

第 1 合成信号は L O 信号と受信信号とを足し合わせたものであり、第 2 合成信号は L O 信号から受信信号を引いたものである、請求項 1 5 に記載のディテクタシステム。

【請求項 1 7】

第 1 ディテクタと代数的合成ネットワークとの間に設けられた第 2 代数的合成ネットワークをさらに備え、

第 2 代数的合成ネットワークは、

代数的合成ネットワークの第 1 非反転入力と接続された第 1 正出力と、

代数的合成ネットワークの第 1 反転入力と接続された第 1 負出力と、を有する、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

30

【請求項 1 8】

第 2 検出信号は第 2 復調信号成分をさらに含み、

本ディテクタシステムは、第 2 ディテクタと代数的合成ネットワークとの間に設けられた第 3 代数的合成ネットワークをさらに備え、

第 3 代数的合成ネットワークは、

代数的合成ネットワークの第 2 反転入力と接続された第 2 正出力と、

代数的合成ネットワークの第 2 非反転入力と接続された第 2 負出力と、を有する、請求項 1 7 に記載のディテクタシステム。

40

【請求項 1 9】

代数的合成ネットワークと第 2 代数的合成ネットワークおよび第 3 代数的合成ネットワークのうちのひとつとの間に設けられた調整可能利得ステージをさらに備える、請求項 1 8 に記載のディテクタシステム。

【請求項 2 0】

第 2 検出 A M ノイズ信号成分は第 1 検出 A M ノイズ信号と利得係数との積と等しく、調整可能利得ステージは第 2 検出 A M ノイズ信号成分を利得係数で除す、請求項 1 9 に記載のディテクタシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

50

#### 関連出願へのクロスリファレンス

本願は、米国特許出願第 1 2 / 5 9 0 1 4 5 号（出願日：2 0 0 9 年 1 1 月 2 日、名称：「Noise Canceling Down-Converting Detector」、発明者：モールトン、グラント、イーおよびスチュワート、クリストファー、イーおよびグディー、スティーブン、エイチ、代理人整理番号：I P 0 9 0 1 U S）の優先権の利益を享受する。その米国特許出願は、共有に係る米国特許出願第 1 2 / 5 9 0 1 1 7 号（名称「Method of Down Converting High-frequency Signals」、発明者：モールトン、グラント、イーおよびスチュワート、クリストファー、イーおよびグディー、スティーブン、エイチ、代理人整理番号：I P 0 9 0 2 U S）、および、共有に係る米国特許出願第 1 2 / 5 9 0 1 1 6 号（名称「Continuous-Wave Field Disturbance Sensing System」、発明者：モールトン、グラント、イーおよびスチュワート、クリストファー、イーおよびグディー、スティーブン、エイチ、代理人整理番号：I P 0 9 0 3 U S）、および、共有に係る米国デザイン特許出願第 2 9 / 3 1 6 8 0 7 号（名称「Hand-Held Radar Device」、発明者：モールトン、グラント、イーおよびパケット、ジョー、エル、ジュニアおよびグディー、スティーブン、エイチおよびスチュワート、クリストファー、イー、代理人整理番号：I P 0 9 0 4 U S）、と共に出願された。

10

#### 【0 0 0 2】

連邦によって後援された研究に関する声明文  
なし。

#### 【0 0 0 3】

共同研究契約に係る者の名称  
なし。

20

#### 【0 0 0 4】

シーケンスリストへのリファレンス  
なし。

#### 【0 0 0 5】

本技術は主にレーダーシステムなどの電磁場擾乱検知技術に関する。

#### 【背景技術】

#### 【0 0 0 6】

連続波（C W）コヒーレントレーダーは、周波数変換を使用して、伝送される信号の位相とその信号が移動するターゲットによって反射されることで得られる信号の位相とを比較する。ターゲットから反射されてくる波の位相は、そのターゲットまでの距離の関数として変化する。ターゲットの速度が一定の場合、反射信号の位相は一定のレートで変化する。位相の変化の一定のレートは、一定の周波数に対応する。したがって、帰ってくる反射信号は伝送信号からのある周波数オフセットで現れる。その周波数オフセットは、伝送器とターゲットとの相対速度に比例する。

30

#### 【0 0 0 7】

伝送信号と受信信号とを周波数ダウンコンバータで比較することにより、そのコンバータの出力において伝送信号と受信信号との差分周波数を得ることができる。レーダーの実装においては、伝送信号の位相（周波数）と受信信号の位相（周波数）とを比較するために必要な装備のコストおよびサイズの最適化が試みられる。一方で、そのコストおよびサイズで可能な最大のターゲット検出範囲を得る試みも行われる。

40

#### 【0 0 0 8】

多くの従来の可搬型レーダーガンはガン（G u n n）ダイオードを使用する。ガンダイオードは積分型ダイオードピークディテクタで空洞発振器を駆動する。積分型ダイオードピークディテクタは、周波数ダウンコンバータまたはミキサとして機能し、ひとつまたは複数のディテクタダイオードを使用する。空洞発振器 / ミキサはホーンアンテナと結合される。ホーンアンテナは、入来信号を伝送し、反射信号を受けるために使用される。空洞は、伝送器からのローカル発振器（「L O」）信号でダイオードディテクタを駆動し、受信 R F 信号を同じダイオードと結合させる。ダイオードディテクタは R F 信号と L O 信号

50

とを混合し、それらの差分周波数を有する I F 信号を生成する。典型的には、ダイオードディテクタは大抵は数百から高いときには数千オーム程度の比較的高いインピーダンスにマッチし、変換ロスが 0 d B に到達しうる。L O 信号および R F 信号にマッチさせることは、最適なシステム性能を得るためにカップリングを最適化するために、空洞内でダイオードの場所を動かすことにより達成される。

#### 【発明の概要】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0009】

ディテクタダイオードは空洞内の L O パワーを整流する。コヒーレントな振幅変調 (「A M」) による、または、A M ノイズによる、振幅のどのような変化も I F 出力に表れるであろう。この問題のため、設計者は通常、ダイオードバイアスサプライ電圧入力から振幅変動への変換が最小となるよう調整されたガンダイオード発振器を使用する。これにより、L O における A M ノイズは最小化され、したがって I F 出力において検出される L O A M ノイズも最小化される。その結果、十分に感度の高い R F 検出が可能となる。

#### 【0010】

空洞型レーダーデバイスは、典型的には、10 G H z または 24 G H z I S M バンド (例えば、X および K バンド) で動作するために、数インチ長のホーンアンテナおよび少なくとも 1 立方インチまたはそれ以上のサイズの空洞発振器を要求する。これらの要素の両方は、システムがかなりの重量およびサイズを有することの要因となる。システムがかなりの重量およびサイズを有することは、小型ハンドヘルドアプリケーションにとっては望ましくない。さらに、最適なガンダイオードバイアスポイントは多くの場合かなりの電流引き込みを必要とする。可搬型電池式アプリケーションの場合、これにより、使用可能な動作時間が制限される。あるいはまた、より大きな電池を収容するためにレーダーのサイズを大きくしなければならない。

#### 【0011】

小型レーダーデバイスへの別の設計アプローチは、平面または「パッチ (patch)」アンテナアレイを使用する。これらのデバイスは、空洞安定型ガン発振器 / ディテクタを使用するかまたは従来のスイッチングミキサを使用する。スイッチングミキサでは、L O 信号が L O 位相に依存して R F 信号位相をスイッチし、I F 出力へ出す。スイッチング型のミキサは多くの場合 6 d B 以上の変換ロスを示すので、ローカル発振器の A M ノイズを相殺するためのバランス構成とされなければならない。従来のミキサベースのシステムにおいて使用されるダイオードは、信号経路における開路または閉スイッチを提供するスイッチとして作用する。L O 信号は、約半周期の間ダイオードを「オン」とするまたは低インピーダンスとし、もう半周期の間ダイオードを「オフ」とするまたは高インピーダンスとするよう、ミキサダイオードを駆動する。

#### 【0012】

バランスされたスイッチングダイオードミキサまたは 2 倍、3 倍バランスされたスイッチングダイオードミキサは、製造時のばらつきに起因する不完全な A M ノイズ相殺に悩まされており、大抵の発振器の A M ノイズの影響を受けやすいためとなっている。レーダ経路やミキサ内の経路の往復に必要な時間は短いことに起因してローカル発振器の位相ノイズは相殺される一方、ダウンコンバートされたローカル発振器 A M ノイズは入来 R F 信号をばやかしてしまう。従来の (インコヒーレントな) 受信器では、通常、位相ノイズが A M ノイズを数十 d B 程度上回るので、L O の A M ノイズは普通見られない。(例えば、C W レーダーで使われるような) コヒーレントな受信においてのみ、L O の位相ノイズは相殺され、A M ノイズが支配的となりうる。

#### 【0013】

加えて、通常、スイッチングダイオードミキサの I F 出力を、大抵は 50 オームに等しい低い入力インピーダンスを有する低ノイズ I F 増幅器で終端することが必要である。ミキサロスが 6 d B のときのその増幅器のノイズ電圧は、アンテナ入力において測定されるノイズ電圧の 2 倍に等しい。通常、ダイオードはミキサの入力ノイズに、変換ロスに上積

10

20

30

40

50

みする形で 0.5 dB から 1 dB を加える。これにより、アンテナ RF ポートでの受信信号対ノイズ比はさらに悪化する。通常、このタイプのレーダーはガンおよびホーンアンテナ代替構成と比較して、追加的なアンテナや RF 前置増幅器などの他の部材の追加なしでは、良い長距離特性を実現しない。

【 0 0 1 4 】

平面パッチアンテナアレイを使用して構成された他のデバイスは、ガンベースの空洞発振器を伝送源として使用し、ディテクタダイオードを受信ミキサとして使用した。これはガンソースからの AM ノイズをそれほど高くないものとしてできるが、発振器の共振空洞のサイズによってその小型化には限界がある。

【 0 0 1 5 】

従来技術の欠点を克服するレーダーシステムや他のアプリケーションの部材が望まれている。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 6 】

広義には、本書面はディテクタシステムを開示する。

【 0 0 1 7 】

ディテクタシステムは、振幅変調（「AM」）ノイズを有する第 1 高周波信号を検出し、少なくとも第 1 検出 AM ノイズ信号成分および復調信号成分を有する第 1 検出信号を生成するよう構成された第 1 ディテクタと、AM ノイズを有する第 2 高周波信号を検出し、少なくとも第 2 検出 AM ノイズ信号成分を有する第 2 検出信号を生成するよう構成された第 2 ディテクタと、を備える。代数的合成ネットワークは、第 1 検出信号と第 2 検出信号とを合成することで第 1 検出 AM ノイズ信号成分を第 2 検出 AM ノイズ信号成分で相殺し、復調信号成分を含む出力信号を生成する。

【 0 0 1 8 】

さらなる実施の形態では、第 1 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、復調信号成分はローカル高周波信号と受信高周波信号との差分周波数を有する。ある実施の形態では、第 2 高周波信号はローカル高周波信号である。代替的な実施の形態では、第 2 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、第 2 検出信号は差分周波数を有する第 2 復調信号成分をさらに含む。代数的合成ネットワークの出力信号は復調信号成分に足し合わされた第 2 復調信号成分を含んでもよい。

【 0 0 1 9 】

ある実施の形態では、受信高周波信号はローカル高周波信号の反射信号である。

【 0 0 2 0 】

さらなる実施の形態は、ローカル高周波信号と受信高周波信号とを合成し、ローカル高周波信号および受信高周波信号を第 1 ディテクタに提供する高周波代数的合成ネットワークを備える。

【 0 0 2 1 】

ある実施の形態では、代数的合成ネットワークは反転入力および非反転入力を有し、第 1 検出信号は非反転入力に提供され、第 2 検出信号は反転入力に提供される。

【 0 0 2 2 】

ある実施の形態では、第 1 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、出力信号は差分周波数を有する。

【 0 0 2 3 】

ある実施の形態では、ディテクタシステムは、ローカル高周波信号および受信高周波信号を受けるよう構成された高周波代数的合成ネットワークを含む。高周波代数的合成ネットワークは、ローカル高周波信号および受信高周波信号を第 1 ディテクタに提供し、ローカル高周波信号および受信高周波信号の反転信号を第 2 ディテクタに提供する。第 2 ディテクタは第 2 検出 AM ノイズ信号成分および反転された復調信号成分を有する第 2 検出信号を生成する。

【 0 0 2 4 】

ある実施の形態では、代数的合成ネットワークは反転入力および非反転入力を有する。第 1 検出信号が非反転入力に提供されると共に第 2 検出信号が反転入力に提供されることによって、反転された A M ノイズ信号成分および第 2 復調信号成分が生成される。出力信号は復調信号成分と第 2 復調信号成分との和であり、反転された A M ノイズ信号成分は A M ノイズ信号成分を相殺する。

【 0 0 2 5 】

ディテクタは例えば、シングルダイオードディテクタ、デュアルダイオードディテクタ、ダイオード電圧増倍器であってもよい。

【 0 0 2 6 】

ある実施の形態では、高周波代数的合成ネットワークは、高周波代数的合成ネットワークを通じた第 1 受信信号経路と、高周波代数的合成ネットワークを通じた第 2 受信信号経路と、高周波代数的合成ネットワークを通じた第 1 L O 信号経路と、高周波代数的合成ネットワークを通じた第 2 L O 信号経路と、を含む。第 1 高周波コンパイナは、第 1 受信信号経路の受信信号と第 1 L O 信号経路の L O 信号とを合成し、第 1 合成信号を第 1 ディテクタに提供する第 2 高周波コンパイナは、第 2 R F 信号経路の受信信号と第 2 L O 信号経路の L O 信号とを合成し、第 2 合成信号を第 2 ディテクタに提供する。ある実施の形態では、第 1 合成信号は L O 信号と受信信号とを足し合わせたものであり、第 2 合成信号は L O 信号から受信信号を引いたものである。

【 0 0 2 7 】

ある実施の形態では、ディテクタシステムは、第 1 ディテクタと代数的合成ネットワークとの間に設けられた第 2 代数的合成ネットワークを含む。第 2 代数的合成ネットワークは、代数的合成ネットワークの第 1 非反転入力と接続された第 1 正出力と、代数的合成ネットワークの第 1 反転入力と接続された第 1 負出力と、を有する。さらなる実施の形態では、第 2 検出信号は第 2 復調信号成分を含み、第 3 代数的合成ネットワークは第 2 ディテクタと代数的合成ネットワークとの間に設けられ、第 3 代数的合成ネットワークは、代数的合成ネットワークの第 2 反転入力と接続された第 2 正出力を有する。第 2 負出力は、代数的合成ネットワークの第 2 非反転入力と接続される。

【 0 0 2 8 】

さらなる実施の形態では、調整可能利得ステージは、代数的合成ネットワークと第 2 代数的合成ネットワークおよび第 3 代数的合成ネットワークのうちのひとつとの間に設けられる。調整可能利得ステージは、第 2 検出 A M ノイズ信号成分が第 1 検出 A M ノイズ信号と利得係数との積と等しくなるような検出 A M ノイズ信号のうちのひとつの調整を可能とする。例えば、調整可能利得ステージは第 2 検出 A M ノイズ信号成分を利得係数で除す。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 9 】

【図 1】実施の形態に係るノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタのブロック図である。

【 0 0 3 0 】

【図 2 A】別の実施の形態に係るノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタのブロック図である。

【 0 0 3 1 】

【図 2 B】図 2 A のノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタのブロック図であり、高周波合成ネットワークおよび検出信号代数的合成ネットワークの追加的な詳細を示す。

【 0 0 3 2 】

【図 3 A】実施の形態に係るノイズ相殺システムの一部を示す図である。

【 0 0 3 3 】

【図 3 B】別の実施の形態に係るノイズ相殺システムの一部を示す図である。

【 0 0 3 4 】

【図 4】実施の形態に係るノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタシステムの一部を示す図である。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 5 】

【図 5 A】ある実施の形態において使用されるシングルダイオードディテクタの回路図である。

【 0 0 3 6 】

【図 5 B】ある実施の形態において使用されるデュアルダイオードディテクタの回路図である。

【 0 0 3 7 】

【図 5 C】ある実施の形態において使用されるダイオード増倍回路の回路図である。

【 0 0 3 8 】

【図 5 D】ある実施の形態において使用されるシャント構成のシングルダイオードディテクタの回路図である。

10

【 0 0 3 9 】

【図 6 A】実施の形態に係るフィールド擾乱検知システムにおいて使用されるノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタの R F カプラの平面図である。

【 0 0 4 0 】

【図 6 B】実施の形態に係るシングルダイオードディテクタ回路の平面図である。

【 0 0 4 1 】

【図 6 C】実施の形態に係るデュアルダイオードディテクタ回路 6 6 0 の平面図である。

【 0 0 4 2 】

【図 7 A】実施の形態に係る C W レーダーシステムの回路基板の平面図である。

20

【 0 0 4 3 】

【図 7 B】実施の形態に係るフィールド擾乱測定システムを示す図である。

【 0 0 4 4 】

【図 8 A】実施の形態に係るダウンコンバーティング方法のフローチャートである。

【 0 0 4 5 】

【図 8 B】実施の形態に係る電磁場擾乱の検知方法のフローチャートである。

【 0 0 4 6 】

【図 9 A】実施の形態に係る、フィールド擾乱検知システムをノイズについて較正する方法のフローチャートである。

【 0 0 4 7 】

30

【図 9 B】実施の形態に係る、フィールド擾乱検知システムの A M 信号利得を較正する方法のフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 4 8 】

実施の形態に係るフィールド擾乱検知システム（例えば、レーダーシステム、モーションセンサ、自動ドア開閉器、自動車用センサ、および低い I F の T x / R x システム）は小型化を達成し、また改善されたレンジ、感度および信号対ノイズ比を達成する。ある実施の形態に係るシステムは、携帯型かつ電池駆動のシステムである。他の実施の形態は、A C（メイン）電源や外部電源を伴う固定設置型である。実施の形態に係るノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタは、第 1 信号（信号 1 でありこれは「L O 信号」と称されるであろう。ちなみに、この L O 信号はスイッチングミキサシステムにおける L O 信号とは全く異なる）または伝送信号から A M ノイズを相殺する。

40

【 0 0 4 9 】

ディテクタのある実施の形態は、従来のスイッチングミキサベースのシステムと比較して、ディテクタ回路と適切にマッチされた場合にかなりの変換利得を提供する。ある実施の形態では、1 0 d B 以上の変換電圧利得が測定された。変換利得が改善されたことにより実施の形態はよりよい信号対ノイズ比を達成できる。これにより、従来のスイッチダイオードミキサシステムにおいて使用されるより高価な低ノイズ I F または R F 増幅器の代替品として、シンプルで低コストの I F 増幅器を使用することが可能となる。ある実施の形態では、低ノイズ I F 増幅器を使用することで、追加的なノイズを最小化しつつ変換信

50



号をブーストすることができる。本明細書で使用される「ノイズ相殺」は、あるディテクタにおいて検出されるAMノイズが別のディテクタにおいて検出される実質的に同じAMノイズから減算されることを意味する。

#### 【0050】

実施の形態に係るノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタは入来（反射されるかまたは他のRF）信号を検出し、一方でローカル（伝送されるかまたはLO）信号のAMノイズを相殺する。ノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタは通常のスイッチングミキサのように動作しない。すなわち、ノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタは、スイッチング動作を制御するLO信号でRF信号をスイッチまたはゲートしてIFポートに与えることをしない。その代わりに、ノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタは、2以上の別個のエンベロープディテクタとして動作する。

10

#### 【0051】

ディテクタは、2つの高周波信号の瞬間値（電圧）を検出する。これらの信号のうちの一方は、平均（定常状態）LOパワー（これは基本的にDCの検出出力を生成する）と、瞬間RFパワーと、瞬間LOAMノイズパワーと、を含む。瞬間RFパワーは、LO信号に加わるかそれから引かれることによってビート（IF）信号を生成する。瞬間LOAMノイズパワーは、平均LOパワーに加わるかそれから引かれる。したがって、ピーク検出された電圧に不正確さを導入する（潜在的に検出RF信号をばやかすかまたは不確実性を加える）。関心のある信号（例えば、反射信号や伝送器からの受信信号）は復調されて検出信号の成分（「復調成分」）となる。

20

#### 【0052】

他方の信号は少なくとも平均LOパワーおよび瞬間LOAMノイズパワー（およびオプションでRF信号または他の信号）を含む。検出される定常状態LO信号はDCであり、排斥されるかそうでなければ相殺される（例えば、RCディテクタ負荷に影響を与えない）。検出AMノイズ成分の一方は他方から減算され、したがって、結果として得られる検出（IF）信号に対するLOAMノイズの影響は相殺される。RF信号はある実施の形態では移動する物体から反射された信号である。そのようなRF信号は、ディテクタにおいて、瞬間LO信号に加わるかそれから引かれ、ピーク電圧したがってディテクタ出力を増加させるかまたは減少させる。簡便に可視化するとすると、反射信号はLO信号を「過去にスライドさせた」ものであり、ディテクタはベースバンドにおいてビート周波数を有するIF信号を生成する。

30

#### 【0053】

従来のスイッチングミキサでは、IF信号は2つの周波数（すなわち、RF信号およびLO信号）の和または差である。言い換えると、従来のスイッチングミキサは、アップコンバータまたはダウンコンバータとして動作しうる。従来のスイッチングミキサは、典型的には、全てのミキサポートすなわちLO、RFおよびIFにおいて、比較的低いインピーダンスシステム（例えば、特性インピーダンスが50オームのシステム）で動作する。ノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタは、IFポートにおいてそのような低インピーダンスを有するシステムに限定されない。

#### 【0054】

40

図1は、実施の形態に係るノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタ（「NCDD」）システムのブロック図である。高周波信号（「LO信号」）102は第1ディテクタ104および代数的合成ネットワーク106に提供される。代数的合成ネットワーク106は、高周波信号102をRF信号108と合成し、RF+LO信号110を生成する。このRF+LO信号は第2ディテクタ112に提供される。CWレーダーなどのアプリケーションでは、高周波信号は伝送信号であり、RF信号は反射信号であり、例えばターゲットから反射されたLOである（例えば、図7B参照）。他のアプリケーションでは、RF信号は伝送デバイスによって生成された高周波信号または再生成されたLO信号である。実施の形態の多くのアプリケーションはコヒーレントなRF信号を使用するが、他のアプリケーションはそうではない。

50

## 【 0 0 5 5 】

連続波（「C W」）レーダーシステムでは、高周波（L O）信号はアンテナに送られターゲットへ伝送される。ターゲットはエネルギーの一部を反射し（「反射」信号または「R F」信号）、そのように反射された信号は同じアンテナまたは第2アンテナによって受信される。ターゲットとアンテナとの相対運動は反射信号と伝送（L O）信号との間の周波数シフトとして検出される。検出された周波数シフトを処理することにより、相対運動の速さが決定される。通常、L O信号は反射信号よりもかなり高いパワーを有しており、L O信号のA MノイズはR F成分をばやかす可能性がある。ディテクタ104、112からの出力114、116は、第2代数的合成ネットワーク118の非反転入力117および反転入力115に提供され、検出出力信号120が生成される。検出出力信号120は、議論を容易とするため、中間周波数（「I F」）信号と称される。第2代数的合成ネットワーク118は、演算増幅器や差動増幅器などの任意のタイプの回路によって、または、アナログデジタルコンバータおよびそれに続くハードウェアまたはソフトウェアによるデジタル信号処理を組み入れたデジタル回路技術によって、実現されうる。第2代数的合成ネットワークは、第1検出信号と第2検出信号とを合成することで、検出A Mノイズを相殺する。第1検出信号116は、検出A Mノイズ成分（L O d）および第2検出信号成分（R F d）を含む。第2検出信号114は検出A Mノイズ成分（L O d）を含む。この検出A Mノイズ成分は基本的に第1検出信号116の検出A Mノイズ成分と等しい。したがって、検出A Mノイズは相殺される。出力信号（I F）120は第2検出信号成分（R F d）である。

10

20

## 【 0 0 5 6 】

図1のI F信号は基本的には復調R F信号であり、原則的にはR F信号の位相がC W L O信号に関して進むまたは遅れる際のビートノートである。C Wレーダーシステムの場合、物体がL O源に向けてまたはそれから離れるように移動し、物体へのまたはからの経路長が減少または増大する際、R F信号の位相は、そのR F信号をシステムに向けて反射する物体の速さにしたがって、L O信号の位相に対して進むまたは遅れる。ビートノートの周期は物体の速さを示す。理想的なシステムでは、検出L O信号の振幅（検出L O信号のD C成分）は両方のディテクタ112、104において同じであり、代数的合成ネットワーク118の入力115、117において相殺される。あるいはまた、D C成分は等しくなく、しかしながら（例えば容量的に）ブロックされ、排斥され、またはそうでなければR F信号とL O信号との間のビート周波数に影響を与えない。

30

## 【 0 0 5 7 】

I F信号120は、入力117における検出L O信号引く入力115における検出L O信号足す入力117における検出R F信号と等しい。L Oポート102における所与の入力パワーに対して114および116における出力信号の振幅および位相が等しくなる、したがって信号出力におけるL O A Mノイズが相殺されるように、システムはセットアップ（例えば、マッチ設計または校正）される。あるシステムでは、L O信号の振幅はR F信号のそれよりもかなり大きく、L O A MノイズがR F信号により生じるピーク信号電圧の差を覆い隠す可能性がある。システム100は、検出L O信号およびそれに伴うL O A Mノイズをそれと同じ信号の検出複製物から減算することによって、L O A MノイズがR F信号を覆い隠すという問題を避ける。

40

## 【 0 0 5 8 】

ある実施の形態では、第1ディテクタおよび第2ディテクタはシングルダイオードディテクタである。代替的な実施の形態では、第1ディテクタおよび第2ディテクタは複数ダイオードディテクタまたは他のタイプのディテクタである。ある実施の形態では、第1ディテクタおよび第2ディテクタは実質的に同等である。これにより、検出L O信号は実質的に同等となり、L O A Mノイズをより良く相殺することができる。製造公差により軽微な差異が生じうる。ある実施の形態は、図3Bを参照して後述される校正技術を含む。代替的な実施の形態では、ディテクタは同等ではないが、バランスされている。言い換えると、各ディテクタは同じ入力信号から実質的に同等の出力信号を生成する。代替的な実施

50

の形態では、部材および回路の多くのバリエーションが使用される。実質的に同等な回路を設計することおよび実質的に同等（すなわち、同じ部品番号およびある場合にはマッチする部品）を使用することは、所望の信号バランスを達成するための多くの方法のうちのひとつに過ぎない。

#### 【0059】

図2Aは、別の実施の形態に係るノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタ200のブロック図である。RF信号108およびLO信号102は両方とも代数的合成ネットワーク202に提供される。代数的合成ネットワーク202はLO+RFの第1高周波出力204およびLO-RFの第2高周波出力206を生成する。第1ディテクタ208はLO+RF信号を検出し、その検出信号216（LOd+RFd）は別の代数的合成ネットワーク218の非反転入力217に提供される。第2ディテクタ210からの検出信号214（LOd-RFd）は代数的合成ネットワーク218の反転入力215に提供される。代数的合成ネットワーク218の出力はIF信号であり、このIF信号は、217からの検出LO信号引く215からの検出LO信号足す215および217に見られる検出RF信号の大きさの和と等しい。検出LO信号および検出RF信号が最適に合成された場合、（検出LOAMノイズを含む）検出LO信号は相殺され、検出RF信号は2倍となる。これにより、IF信号の信号対ノイズ比を改善できる。実際は、製造公差や電子部品（例えばディテクタダイオード）から生じる差異によりわずかにバランスが崩れる。このバランスの崩れにより、LOAMノイズは残留し、RFパワーは倍増されるとまではいかない。しかしながら、変換処理の性能（電圧の利得）を大きく改善することができる。

#### 【0060】

図2Bは、図2Aのノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタ200のブロック図であり、高周波合成ネットワーク202および検出信号代数的合成ネットワーク218の追加的な詳細を示す。ある実施の形態では、高周波合成ネットワーク202はリングカプラを含む（例えば、図6A参照）。代替的な実施の形態では、高周波合成ネットワーク202は他の技術を使用する。そのような技術は例えばハイブリッドやバランやトランスや高周波回路設計の分野の当業者に知られている他の合成技術である。

#### 【0061】

第1ディテクタ208へのRF信号経路（「第1RF経路」）220は、関連する第1位相遅延1および第1利得（またはロスであり、そのようなロスは議論上負の利得（-dB）として表現される）g1を有する。第2ディテクタ210へのRF信号経路（「第2RF経路」）222は、関連する第2位相遅延2および第2利得g2を有する。第1ディテクタ208へのLO信号経路（「第1LO経路」）224は、関連する位相シフト3および利得g3を有し、第2ディテクタ210へのLO信号経路（「第2LO経路」）226は位相シフト4および利得g4を有する。

#### 【0062】

RF信号およびLO信号は高周波コンバイナ228、230において合成され、ディテクタ208、210と結合される。ディテクタ208、210は低周波信号を出力236、238に提供し、したがって検出信号代数的合成ネットワーク218に提供する。検出信号は、低周波加算器240において合成される前に位相遅延5、6および利得g5、g6の影響を受ける。低周波加算器240は検出信号を足し合わせ、合成IF出力242を生成する。

#### 【0063】

合成ネットワーク202の部材のばらつきや製造公差によって、相補的な経路（すなわち、第1および第2RF経路220、222ならびに第1および第2LO経路224、226）において位相シフトおよび利得の差異が生じうる。そのような差異によって、異なる高周波出力信号232、234がディテクタ208、210に供給されるということが生じうる。さらに、たとえ合成高周波信号が等しい場合でも、ディテクタ部材の差異によってディテクタの出力236、238が異なることも生じうる。ある実施の形態では、高周波合成ネットワーク202のひとつ以上の利得値は調整可能である。ある実施の形態で

は、各ディテクタ 236、238 からの検出 LO パワーをバランスさせるように LO 信号経路（例えば、g3、g4）の利得値を調整可能である。これにより、検出 LO AM ノイズをほぼ完全に相殺することができる。

#### 【0064】

図 3A は、実施の形態に係るノイズ相殺システム 300 を示す図である。検出信号  $LO_d + RF_d$  は代数的合成ネットワーク 302 に提供される。代数的合成ネットワーク 302 は正出力 306 および負（反転）出力 308 を有する。正出力 306 は  $LO_d + RF_d$  を低周波代数的合成ネットワーク 318 の第 1 非反転入力 310 に結合し、負出力 308 は  $-(LO_d + RF_d)$  を低周波代数的合成ネットワーク 318 の第 1 反転入力 312 に結合する。同様に、 $LO_d - RF_d$  は第 2 非反転入力 314 に結合され、 $-(LO_d - RF_d)$  は第 2 反転入力 316 に結合される。代数的合成ネットワーク 304 は第 2 ディテクタからの  $LO_d - RF_d$  に対して同様に動作する。

10

#### 【0065】

差動出力 306、308 または差動出力 307、309 において加えられたコモンモードノイズは出力 320 において相殺される。電源レールや他の入力から差動出力和にノイズが入りうる。システム 300 はコモンモードノイズを相殺する。しかしながら、システム 300 は、出力 306 と 308 との間に表れる差動ノイズを相殺せず、また、出力 307 と 309 との間に表れる差動ノイズを相殺しない。

#### 【0066】

図 3B は、別の実施の形態に係るノイズ相殺システム 330 の一部を示す図である。ディテクタ 332、334 の出力は異なる  $LO_d$  のレベルを有する。これは、例えば異なる経路ロスや異なるディテクタ性能に起因しうる。RF d のレベルもまた等しくないかもしれない。しかしながら、トータルの検出 RF 信号がレーダーまたは他のシステムにおいて正当な測定を提供するのに十分な程度である限り、これはあまり重要ではない。レーダーにおける速さの決定は、信頼性の高いビート周波数の検出にのみ依存しており、その信号の絶対振幅には依存しないからである。検出 LO 信号が異なる場合、ノイズ信号は等しくなくなるので、不完全な LO AM ノイズ相殺が生じうる。これにより、RF 信号ピークよりも高い検出 AM ノイズが生じうる。そのような高いノイズは RF 信号測定の正確さを低減しうる。ディテクタ 334 からの出力は、ディテクタ 332 からの出力よりもスケール（利得）係数 K だけ高い。調整可能利得ステージ 336 は、差動出力に  $1/K$  を掛け合わせ、2 つの検出 LO 信号をディテクタ 332 において見られるのと同じレベルになるようにする。これにより、代数的合成ネットワーク 330 の動作によって検出 LO AM ノイズは相殺される。

20

30

#### 【数 1】

$$IF = (LO_d + RF_d) + (-(LO_d - (RF_d)/K) - (LO_d - (RF_d)/K) - (-(LO_d + RF_d))) \quad (式 1)$$

$$= LO_d - LO_d - LO_d + LO_d + RF_d + (RF_d)/K + (RF_d)/K + RF_d \quad (式 2)$$

$$= (2 + 2/K)RF_d + 2LO_d - 2LO_d \quad (式 3)$$

40

$$= (2 + 2/K)RF_d \quad (式 4)$$

利得制御 336 により、検出 RF 信号を約 4 倍としつつ（2 つの検出 LO 信号がほぼ等しい、すなわち K が 1 に近い場合）、LO AM ノイズを相殺することが可能となる。

#### 【0067】

ある実施の形態では、システムの各 LO 信号経路にある量の AM 信号を加えることによって LO AM 信号またはノイズの相殺が実現されるように、ダウンコンバージョンシステムは較正される。両方のディテクタ出力において同等レベルの検出 LO AM 信号が生成されるよう利得 K を変えることによって、IF において見られる検出 AM 信号またはノイ

50

ズの振幅を低減できるであろう。LOAM相殺はベースバンド（IF / 可聴）において行われる。これにより、高周波（すなわち、検出前）における較正と比較して、とても正確なLOAM較正 / 相殺が可能となる。高周波では、ミスマッチ誤差が較正の精度を悪化させる。ある実施の形態では、ダウンコンバーティングシステムは、AM信号やノイズ源（較正標準）やルックアップテーブル（「LUT」）や可変利得ステージや可変減衰ステージなどの作り付けの較正源を有する。さらなる実施の形態では、ダウンコンバーティングシステムは、ファームウェアインストラクション（自己較正）にしたがって、自動LOAMノイズ較正を実行する。LOAMノイズ相殺により信号対ノイズ特性を改善することができる。これにより、レーダーシステムにより優れたレンジを提供することが可能となる。

10

#### 【0068】

図4は、実施の形態に係るNCDDシステム400の一部を示す図である。NCDDシステム400は図3Aおよび図3Bを参照して説明されたシステムと同様であるから、簡単に説明する。システム400は4つのディテクタD1、D2、D3、D4を使用し、4つの検出信号（図4Aにおいて符号が付されている）を差動代数的合成ネットワーク402、404に提供する。差分回路および等しいLO検出信号およびRF検出信号の場合、結果として得られる合成IF出力は以下の通りである。

#### 【数2】

$$IF = 8RF_d + 4LO_d - 4LO_d = 8RF_d \quad (\text{式5})$$

20

ディテクタD1 - D4がデュアルダイオードディテクタとして構成される場合、それらのディテクタD1 - D4はそれぞれ最大でNCDDへの入力パワーの半分程度しか見ないであろう。それらのディテクタはピーク電圧を検出し、それらの出力を電圧として加える。それらのディテクタが正のピークディテクタと負のピークディテクタとで対とされる場合、同じパワー入力に対して低周波検出出力電圧はほぼ2倍となるであろう。したがって、4ディテクタシステム400は検出LOAMノイズを相殺する一方、検出RF信号を、シングルダイオードシステムによって検出されるであろうRF信号の数倍程度に増大させる。無相関でありダイオード生成の（すなわち、ディテクタ生成の）ノイズがパワーとして加わる。シングルダイオードディテクタシステムでは、この無相関のノイズは検出信号に加えられ、レンジ / 感度を悪化させる。この4ディテクタシステムでは、4つの検出RF出力信号は相関のある電圧として足し合わされる一方、4つのノイズ出力は無相関のパワーとして足し合わされる。したがって、信号対ノイズ比を改善でき、反射されるかまたは遠方で生成された微小RF信号を検出できる低コストの検出システムを提供できる。

30

#### 【0069】

図5Aは、実施の形態に係るダウンコンバーティングシステム（例えば、図1の参照符号102参照）で使用されるシングルダイオードディテクタ500の回路図である。代替的に、他のディテクタ構成が使用される。ダイオード502はピークディテクタとして使用される。そこでは、電圧源506からの高周波入力電圧 $V_{IN}$ にしたがって、抵抗 - 容量（「RC」）ネットワーク504に亘って出力電圧 $V_{OUT}$ が生成される。ダイオード502は、正のピーク入力電圧引くディテクタダイオードの順方向降下電圧にほぼ等しい検出出力電圧を生成する。例えば、入力電圧はローカル発振器およびアンテナによって生成されるLO + RF電圧（図1の参照符号110参照）であり、図6Aおよび図6Bを参照して後述される。ある実施の形態では、抵抗508の抵抗値は、余分な抵抗ノイズを加えることなく検出出力電圧を最大化するよう選択され、キャパシタ510はローパスフィルタ機能およびエネルギーの蓄積機能を提供するよう選択される。ある実施の形態によると、ディテクタの出力はIF増幅器510の高インピーダンス入力に接続される。これにより、ディテクタダイオード502の負荷を軽くすることができる。その結果、ディテクタダイオード502は、従来のスイッチングミキサベースのシステムと比較して、高周波信

40

50

号の狭い導通角に亘って導通する。従来のスイッチングミキサベースのシステムでは、ミキサダイオードは高周波駆動信号の比較的長い部分に亘って導通する。

#### 【0070】

スイッチングミキサベースのシステムは、ミキサダイオードを駆動するために比較的高いLOパワーを必要とする。ダイオードをミキサとしてではなくディテクタとして使用することにより、システムをより低いLOパワーで動作させることが可能となる。これにより、トータルのシステム電力消費を低減し、LO設計における設計の幅を広げることができる。ディテクタダイオードにおいて要求されるLOパワーを低くすることにより、LOパワーを分割して複数のディテクタを駆動し、LOAMノイズを相殺することが可能となる。実施の形態に係るノイズ相殺技術は、スイッチングミキサやシングルダイオード検出ミキサと比べて改善された信号対ノイズ性能を有するダウンコンバージョンシステムを提供する。複数のRFディテクタを使用することにより、信号対ノイズ性能をさらに改善できる。

10

#### 【0071】

図5Bは、ある実施の形態において使用されるデュアルダイオードディテクタ520の回路図である。電圧源 $V_{IN522}$ は第1ダイオード524を駆動し、第1RCネットワーク526に亘って第1出力 $V_{OUT1}$ を生成する。電圧源 $V_{IN522}$ は第2ダイオード528を駆動し、第2RCネットワーク530に亘って第2出力 $V_{OUT2}$ を生成する。 $V_{OUT1}$ は基本的に $V_{IN}$ の正のピーク電圧引くダイオードの順方向降下電圧であり、 $V_{OUT2}$ は基本的に $V_{IN}$ の負のピーク電圧引くダイオードの順方向降下電圧である。ある実施の形態によると、ディテクタ出力 $V_{OUT1}$ 、 $V_{OUT2}$ は代数的合成ネットワーク532に提供される。

20

#### 【0072】

図5Cは、ある実施の形態において使用されるダイオード増倍回路540の回路図である。回路540は4つのダイオード544、546、548、560を有し、それらのダイオードは、シングルダイオードディテクタの約4倍の電圧利得を提供するよう接続される。各ダイオードはAC入力電圧によって駆動され、関連するキャパシタを充電する。各ダイオードと関連するキャパシタとはピークディテクタとして接続される。このディテクタ（電圧増倍器）は、電圧利得を生じさせるために、低インピーダンス駆動および高インピーダンス負荷に依存する。これらのダイオードは交互に導通する。すなわち、負の半サイクルにおいて第1および第3ダイオードが導通し、入力信号の正の半サイクルにおいて第2および第4ダイオードが導通する。ある実施の形態によると、検出出力は高インピーダンス回路（例えば、IF増幅器）542に提供される。

30

#### 【0073】

図5Dは、ある実施の形態において使用されるシャント構成のシングルダイオードディテクタ560の回路図である。ある実施の形態によると、ダイオード562は直列キャパシタ567およびシャント抵抗564と協働して、IF増幅器566に検出電圧 $V_{DET}$ を提供する。

#### 【0074】

図6Aは、実施の形態に係るフィールド擾乱検知システムにおいて使用されるノイズ相殺ダウンコンバージョンディテクタのRFカブラ600の平面図である。RFカブラは選択された特性インピーダンス（例えば50オーム、75オームまたは300オーム）を有する伝送線路として製造される。導電トレースの幅は、基板の厚さ（マイクロストリップ伝送線路が使用される場合は典型的には接地面までの厚さ）および基板材料の誘電率および他の特性に応じて、所望の特性インピーダンスが得られるように選択される。これはRF回路の分野では周知である。議論をより容易とするために、リングカブラ602のセグメントなどのRF構造の「長さ」は、システムが動作する波長を使用して示される。ある実施の形態では、比較的低い誘電損失（一般に10GHzにおける損失正接が約0.003より小さい）および高い誘電率（一般に10GHzにおいて約2よりも大きい）を有する誘電体基板上に、マイクロストリップ伝送線路が製造される。そのような誘電体基板

40

50

は例えば、DUROID<sup>TM</sup>基板、ROGERS CORPORATION of Rogers、CTから取得可能なRODGERS RT<sup>TM</sup> 4350または4003基板、ARLON-MED of Rancho Cucamonga、CAから取得可能なARLON-MED<sup>TM</sup> 25N、25FRまたはAD350A基板、TACONIC of Petersburg、NYから取得可能なTACONIC TLX<sup>TM</sup>またはRF-35A<sup>TM</sup>基板、またはISOLA GROUP S.A.R.L. of Chandler、AZから取得可能なISOLA IS640<sup>TM</sup>であり、これらはポリ(テトラフルオロエチレン)(「テフロン(登録商標)」)ベースの回路基板であり、金属泊トレースを有する。一般に、マイクロストリップ高周波伝送構造は、導電性接地面(全ての場合ではないが大抵の場合基板の反対側にある)から既知の距離だけ離れたトレースであって選択された幅を有するトレースを有する。代替的な実施の形態では、共平面導波路やストリップラインや片面ストリップラインや同軸伝送線路が使用される。または、高周波伝送線路のタイプを混ぜ合わせてもよく、例えばシステムのある部分ではマイクロストリップ構造を使用し、別の部分では共平面導波路を使用してもよい。代替的な実施の形態は、FR-4やG-10基板などのエポキシグラスファイバー基板、他のポリマーファイバー基板、セラミック(例えば、アルミナまたはポリシリコン)基板、または単結晶(例えば、サファイアまたはシリコン)基板を使用する。

10

#### 【0075】

ノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタのRFカブラ600は、リングハイブリッドカブラ602と、2つのダイオードディテクタ604、606と、を使用する。ダイオードディテクタ604、606はシングルダイオードディテクタであってもよいし、複数ダイオードディテクタであってもよい。ノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタ600は、コヒーレント自己復調レーダーに特に適している。このレーダーでは、LO信号および伝送レーダー信号610は同じ周波数で一定の位相差を有する。RF信号612は伝送(LO)信号610の部分であり、その部分は、ターゲット614によって反射された部分であって周波数シフト(すなわち、ドップラーシフト)を伴う。周波数シフトは、伝送信号源(伝送信号610)に向かうまたはそれから離れるターゲット速度に起因する。したがって、RF信号612はLO周波数から(カブラ帯域幅と比較して)少量シフトするのみであり、伝送信号とほぼ同じ波長したがって同様な位相シフトを有するであろう。システムは、ある既知の周波数について設計されていてもよい。そのような既知の周波数は主に伝送周波数であり、ある実施の形態では、L-、S-、C-、X-、K-、Ku-、Ka-バンドや他の周波数のうちのひとつ以上であってもよい。図6Aには、レーダー伝送および受信アンテナの詳細は示されていないが、そのようなアンテナは共通アンテナおよびLOとRFとの合成ネットワークとして実現されてもよいし、LO信号とRF信号とで別個のアンテナが設けられてもよい。伝送信号610および反射信号612はアンテナカブラ(例えば、図7Aの参照符号708および図7Bの参照符号757参照)を通じて導かれる。アンテナカブラは反射(RF)信号をノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタのRFカブラ600へと導く。

20

30

#### 【0076】

リングハイブリッドカブラ602は4つのポート616、618、620、622を有する。リングハイブリッドカブラ602はLOポート616に到着するLO信号615を2つの同等な信号624、626に分割し、それらのLO信号を、やはり基本的に同等な2つのディテクタポート618、620に送る。LO信号はLOポートから各ダイオードポートへ(ダイオードポート620へは時計回り、ダイオードポート618へは反時計回り)、LO信号の波長の四分の一または四分の一の奇数倍だけ伝播する。RFポート622はリングハイブリッドカブラ602に設けられ、LOポート616からの距離は時計回りに二分の一波長の偶数倍であり、リングハイブリッドカブラ602の周りの反時計回り方向にRF信号の二分の一波長の奇数倍である。

40

#### 【0077】

LO信号624、626はRFポート622において相殺される。624についての最

50

短信号経路は二分の一（180度）であり、626についての最短信号経路は（360度）であり、したがってLO信号624および626は180度だけ位相がずれて到着するからである。代替的な実施の形態は他の波長の倍数を使用する。ある実施の形態では、RFポート622はリングハイブリッドカプラ602に設けられており、一方のディテクタ604からは反時計回り方向に四分の一波長、時計回り方向に四分の五だけ離れており、第2ディテクタ606からは一方の方向に四分の三波長だけ離れている。したがって、RF信号は各ディテクタに、リング周りの両方の方向から位相が揃った形で到着する。2つのディテクタポート618、620の間の最短距離は二分の一である。したがって、RFポート622からの信号は分割され、2つのディテクタ604、606に180度の位相差を伴って到着する。リングを四分の一の奇数倍でスケーリングしても同じ位相関係を達成することができる。

10

#### 【0078】

RF信号612およびLO信号615は正確に同じ周波数を有するわけではなく、移動するレーダターゲットのドップラーシフトの影響により非常に低い周波数だけ分離されている。これは以下のように可視化されうる。大きなLO信号により小さなRF信号が加えられ、そのRF信号は周波数的にはLO信号とほぼ同等であるが、時間の経過とともに位相がゆっくりと移動する。波形のあるサイクルにおいて、一方のディテクタにおけるRF信号およびLO信号は同相で足し合わされ、波形のトータルの振幅を増加させる。差分周波数の二分の一サイクル後、RF信号およびLO信号は逆相で足し合わされ、ディテクタにおける波形のトータルの振幅を減少させる。これにより、RFとLOとの間の差分周波数（LO - RFまたはRF - LO）を有するダイオードディテクタからの低周波出力（すなわち、ベースバンドまたは「オーディオ」）が生じる。この差分周波数は、伝送信号と移動するターゲットとの往復経路における位相の変化に起因する。この位相の一定変化（ターゲットの相対速度が一定の場合）は周波数の変化と区別がつかず、ドップラー効果として理解される。

20

#### 【0079】

2つのディテクタ604、606においてはLOポートからの信号の位相は同じになるが、第1ディテクタにおいてはRFポートからの小信号はLO信号の振幅に加えられる。第2ディテクタにおいてはRFポートからの小信号はLO信号の振幅から差し引かれる。差分周波数の二分の一サイクル後、RF信号の位相はLO信号に対して180度だけ変化し、RFの大きさとLOの大きさとの加算を見ていた第1ディテクタは今度はLOの大きさからのRFの大きさの減算を見るであろう。したがって、一方のディテクタがより高い出力を見る場合、他方のディテクタは同じRF信号に起因してより低い出力を見るであろう。LO信号のコヒーレントAMまたはAMノイズは各ディテクタにおいて信号の加算または減算として表れるであろう。そのような信号は、両方のディテクタの代数的合成により検出RF出力レベルが増加し、合成出力における検出LOAMノイズが相殺されるように、各ディテクタにおいて同等に（すなわち、同相で）加算または減算されるであろう。

30

#### 【0080】

代数的合成ネットワーク（図2Aの参照符号218参照）は2つのディテクタ出力間の差を取り、IF信号を提供する。したがって、LO信号のAMノイズは相殺され、一方でRF信号の検出振幅は2つの検出RF信号の合成（和）として表れる。差動IF増幅器は2つの検出RF振幅間の差を取る。2つの検出RF振幅は基本的には互いに180度だけ位相がずれている。これは検出出力のうちのひとつにさらに180度の位相を加え、かつ、その結果ともう一方の検出出力とを足し合わせることに対応する。また、これは、2つの検出RF信号の大きさを加算することと等価である。負の値の減算はその値の大きさの加算と等価であるからである。

40

#### 【0081】

差動ディテクタおよび差動IF増幅器は協働して受信RF信号の高感度性を実現しつつ、LO信号のAMノイズを相殺する。AMノイズは、そのように相殺されない場合、ダウンコンバータの感度を制限する。さらなる実施の形態では、差動IF増幅器は一方のIF

50



信号の大きさを他方の I F 信号に対して調整する機能を提供する（例えば、図 3 B の参照符号 3 3 6 参照）。この機能は、ある実施の形態に係るノイズ較正技術と関連して使用される場合に特に、システムのノイズ相殺特性をさらに改善することができる。

#### 【 0 0 8 2 】

ある実施の形態は、ディテクタ利得の変動および信号経路の損失の差分を補正するためのノイズ較正を含む。R F 伝送回路を正しく設計し、プロセスコントロール（再現性）を適切にすることによって、L O 信号部分と R F 信号部分との間の位相をバランス状態に維持することができる。R F 経路がいくらかのインバランスを有する場合でも、L O A M ノイズは十分に相殺されるので、R F 信号の利得をほんの少し変更するのみでよく、一方で受信信号対ノイズ比を大きく増やすことができる。

10

#### 【 0 0 8 3 】

ディテクタ 6 0 4、6 0 6 は、典型的なミキサで使用されるダイオードスイッチのように動作するわけではない。ディテクタ 6 0 4、6 0 6 は、それらが狭帯域ダイオードディテクタである場合、スイッチングミキサ回路で使用されるより広帯域のダイオードスイッチと比較して、より高い利得（電圧入力に対する電圧出力）で入力信号電圧を検出することができる。狭帯域ダイオードディテクタは、広帯域ダイオードスイッチよりもマッチングをとるのが簡単である。したがって、検出効率を改善でき、信号対ノイズ比を改善できる。

#### 【 0 0 8 4 】

代替的な実施の形態では、R F 信号部分が 2 つのディテクタに互いに位相が揃った状態で到着するが、L O 信号部分は互いに 1 8 0 度だけ位相がずれた状態で到着するように、R F ポートはカブラと接続される。リングカブラの幾何学的形状は、L O 信号の A M ノイズを相殺する差動構造を生成する。代数的合成ネットワークは、2 つの検出 L O A M ノイズ部分を相殺するために、2 つのディテクタ出力を互いに差し引く。L O 信号の相対位相によらずに、2 つのダイオード出力に A M ノイズの低周波変動が位相が揃った状態で現れるからである。R F 信号は両方のディテクタに加えられるが、それらのディテクタの L O 信号は 1 8 0 度だけ互いに位相がずれているので、L O 信号と R F 信号とを合成することにより、ディテクタの出力に低周波変動を生成することができる。低周波変動は 1 8 0 度だけ位相がずれており、L O 信号と R F 信号との差の周波数を有する。代数的合成ネットワークは効果的に 2 つの検出 R F 信号部分の大きさを足し合わせる。この構成は、L O A M 信号またはノイズを最大限相殺するために、ディテクタ出力のうちのひとつの振幅調整を要求しうる。実施の形態は、シングルダイオードディテクタや複数ダイオードディテクタを組み入れてもよく、代替的なディテクタ手法を使用してもよい。

20

30

#### 【 0 0 8 5 】

ディテクタ出力は加算ネットワーク（不図示、図 7 B の参照符号 7 6 8 参照）と結合される。加算ネットワークの初段は I F 増幅器であり、その I F 増幅器は図 6 A のディテクタ 6 0 4、6 0 6 からディテクタ出力を受ける。この増幅器は差動増幅器であり、エミッタ結合トランジスタペアから形成される。差動増幅器を形成する 2 つのトランジスタのバイアス電流を変えることで利得を変えることができる。一方のディテクタについての I F 増幅器の初段出力は加算増幅器（例えば、演算増幅器）と接続される。正出力は非反転利得を生成する増幅器の入力と結合され、負出力は反転利得を生成する増幅器の入力と結合される。このネットワークは 2 つのディテクタ間の差を取るもので、第 2 ディテクタの初段出力は増幅器入力と逆極性で結合される。すなわち、第 2 ディテクタの正出力は反転利得を生成するポートと接続され、第 2 ディテクタの負出力は非反転利得を生成するポートと接続される。この構成は 2 つのディテクタ出力間の差を生成し、I F 増幅器の初段における電源電圧や利得制御電圧のコモンモードノイズ変動を相殺する。差動ノイズ相殺ディテクタの差動特性により、増幅器出力までの受信器チェーンのすべての要素におけるノイズの相殺が保たれる。さらなる実施の形態では、増幅器を、差動出力を備える差動増幅器で置き換えてもよい。この場合、コモンモード干渉に対する感度をさらに低減できる。

40

#### 【 0 0 8 6 】

50

図 6 B は、実施の形態に係るシングルダイオードディテクタ回路 6 3 0 の平面図である。例えば、ディテクタ回路は図 6 A の第 1 または第 2 ディテクタ 6 0 4、6 0 6 として使用される。ダイオード 6 3 2 はマッチング構成 6 3 4 により、リングカブラ（例えば、図 6 A の参照符号 6 0 2 参照）の伝送線路インピーダンスとマッチされる。ダイオード 6 3 2 はダイオードチップであり、回路基板の表面に定義された導電性ホイルのパッド 6 3 6 上に取り付けられる。このダイオードチップは、インダクタとして表示されているボンドワイヤまたは他の適切なコネクタ 6 3 8 によってマッチング構成 6 3 4 と接続される。代替的な実施の形態では、パッケージ化されたダイオードが使用される。

#### 【0087】

ダイオードは DC 経路を使用して電流を生成し、入力高周波パワー（すなわち、LO 信号および RF 信号）から検出出力（ $V_{OUT}$ ）を提供する。高周波ハイブリッドマイクロ回路設計の分野では周知のように、高インピーダンス伝送線路 6 4 4 の両端にファンライン 6 4 2、6 4 6 を伴うネットワークを設けることにより、LO 周波数における高インピーダンスを実現でき、かつ、ダイオード電流に対しては DC 経路を提供できる。種々の実施の形態では、任意のマッチングおよびバイアス構成が適切であり、ある実施の形態は異なるディテクタ回路に対して異なるマッチングおよびバイアス技術を適用してもよい。したがって、ディテクタ回路 6 3 0 は単なる例示である。代替的な実施の形態は、シャント構成を有するひとつ以上のダイオードを伴うディテクタ回路を使用する。一般に、ダイオードインダクタンスとファンライン 6 4 2 のキャパシタンスとの共振を生じさせない、ダイオードの出力への DC 接続を提供することが望まれる。多くのミキサ回路は、50 オームシステムのよう比較的 low 特性インピーダンスのシステムにおいて動作する。ある実施の形態におけるディテクタは、より高いインピーダンスの回路において動作する。この場合、共振の発生を回避し、ディテクタからより高い電圧利得を得ることができる。

#### 【0088】

第 2 ファンライン 6 4 6 はネットワーク 6 5 0 と接続される。ネットワーク 6 5 0 は直列抵抗 6 5 2 とシャントキャパシタ 6 5 4 とシャント抵抗 6 5 6 とを有する。直列抵抗 6 5 2 の抵抗値は、ファン 6 4 6 とそれに続くシャントキャパシタ 6 5 4 との間を絶縁するのに十分なほど大きく、かつ、出力電圧  $V_{OUT}$  を過度に減衰させないように接地へのシャント抵抗 6 5 6 の抵抗値よりも十分に低くあるべきである。例えば、シャント抵抗 6 5 6 が 1 キロオームから 5 キロオームの範囲にある場合、直列抵抗 6 5 2 は約 20 オームから約 200 オームの範囲にある。

#### 【0089】

シャントキャパシタ 6 5 4 は、自己共振周波数が期待される IF 周波数の最高値よりも高くかつ LO 周波数よりも低くなるよう、選択される。ある実施の形態では、LO 周波数が約 24 GHz のとき、シャントキャパシタは自己共振周波数が約 2 GHz よりも低くなるよう選択される。これにより、他のレーダーユニットや通信デバイスなどの隣接信号源が出力電圧  $V_{OUT}$  に影響を与えることに対する耐性を得ることができる。シャントキャパシタ 6 5 4 およびシャント抵抗 6 5 6 は  $V_{OUT}$  と接続された後段増幅器によって提供される抵抗およびキャパシタンスと共に、IF 帯域幅を決定するであろう。この IF 帯域幅は、受信されると予想される最高周波数の IF 信号の受信を可能とするのに十分な程度に大きく設定されなければならない。短くされたファンライン 6 4 2、6 4 6 およびダイオードやパッケージやライン 6 4 4 や他のリード線の直列インダクタンスは、LO 周波数および RF 周波数における減衰を提供する。当業者には理解されるように、他のネットワークが代替的に使用されうる。

#### 【0090】

マッチング構成 6 3 4 において伝送線路 6 5 8、6 6 0、6 6 2 を使用することによって、ダイオード / ファンライン共振のインピーダンスとリングカブラのシステムインピーダンスとを整合させることができる。代替的に、他の伝送線路マッチング構成が使用される。例えば、代替的なデザインは、単一の四分の一波長伝送線路を使用し、この伝送線路のインピーダンスはソースインピーダンスと負荷インピーダンスとの幾何平均と等しい。

代替的な実施の形態では、マッチング回路においてディスクリートな部品が使用される。

【0091】

図6Cは、実施の形態に係るデュアルダイオードディテクタ回路660の平面図である。2つのダイオード662、664は直列に接続される。ある実施の形態では、2つのダイオードは単一のパッケージ666の中に作られ、それによって浮遊キャパシタンスおよびインダクタンスが低減される。2つのダイオードのパッケージはデュアルダイオードを称される。ある実施の形態は、積層ダイオードを使用する。図6Bを参照して上述されたように、2つのダイオードのコモンジャンクション668は、広い/狭いマッチング構成（例えば、図6Bの参照符号634参照）を通じて、ディテクタ入力ポート（例えば、図6Bの参照符号618、620参照）と接続される。デュアルダイオードの他の端子はそれぞれ、短くされたファンライン670、672と接続される。短くされたファンライン670、672は、ダイオードおよびパッケージリード線のインダクタンスを外し、LO周波数で共振するようなキャパシタンスを作り出す。各ダイオードおよび短くされたファンラインジャンクションは、LO周波数において高インピーダンス負荷を提供する回路と接続される。しかしながら、その回路はダイオードとDCで接続され、ディテクタ出力およびDC電流経路を提供する。この回路は、図6Bを参照して上述されたように、狭いラインおよびファンライン足す直列抵抗およびシャント抵抗およびキャパシタの形態をとる。代替的な実施の形態は、RFチョークなどのLO周波数での高インピーダンスネットワークの形態をとる。そのようなネットワークは高インピーダンスを提供する。デュアルダイオードパッケージの一方のダイオードはディテクタ入力信号の正のピークを検出し、デュアルダイオードパッケージの他方のダイオードはディテクタ入力信号の負のピークを検出する（例えば、図5Bおよびそれに関連する記載を参照）。

【0092】

2つのダイオードの出力 $V_{OUT1}$ 、 $V_{OUT2}$ は差動増幅器676の入力と接続される。差動増幅器676の出力678は差動IF増幅器682の入力と接続される。デュアルダイオードディテクタ回路660は図6Bのシングルダイオードディテクタ回路と同様に動作するが、典型的には、シングルダイオードディテクタよりもかなり高い出力電圧を生成する。この出力電圧はマッチングネットワークの損失および浮遊キャパシタンスおよびインダクタンスに依存する。

【0093】

図7Aは、実施の形態に係るCWレーダーシステム700の部分の図である。第1リングカブラ708は、LO信号をローカル発振器720からアンテナ722へ導く。また、第1リングカブラ708は、RF信号をアンテナ722から導く。ある実施の形態では、このアンテナ722はリングカブラ702、708と同じ基板723上に形成されたパッチアンテナである。基板723は「プリント基板」としてよく知られている。CWレーダーシステム700において、シングルアンテナ722は、LO信号の伝送（図6Aの参照符号610参照）および反射RF信号の受信の両方のために使用される。代替的な実施の形態は2つのアンテナを使用し、一方のアンテナは伝送用であり、他方のアンテナは受信用である。この場合、追加的なレシーバ利得を得ることができ、感度およびレンジが向上する。アンテナで受信された信号は、アンテナカブラとではなくNCDD入力と直接接続されうるので、利得を増やすことができる。アンテナカブラと接続される場合は典型的には3dB程度の損失が導入される。アンテナはLO周波数で動作するように設計される。LO周波数は、ある実施の形態では、24GHz程度である。CWドップラーレーダーシステムにおいては、RFおよびLOは基本的には同じ周波数である。第2リングカブラ702は実質的に図6Aを参照して上述されたように構成され、実質的に図6Bを参照して上述された2つのディテクタ704、706を含む。あるいはまた、ディテクタ704、706の一方または両方について、複数ダイオードディテクタが使用されてもよい。

【0094】

システム全体の性能を最良に保てるよう各リングは最適化される。ある実施の形態では、ローカル発振器720は誘電体共振器（「DRO」、安定誘電体共振器（dielectric r

10

20

30

40

50

esonator stabilized oscillators、「D S O s」)としても知られている)である。D R Oは低コストかつコンパクトであり、比較的省電力である。しかしながら、D R Oは多くの場合高いA Mノイズを有しており、ノイズ相殺が無い従来のダイオードディテクタC Wレーダーシステムでは使用できない。L O A Mノイズを相殺する本発明の実施の形態によると、D R Oを多くの異なるレーダーアプリケーションで利用できる。そのようなアプリケーションは、低消費電力やロングレンジや測定精度が要求されるレーダーアプリケーションを含む。代替的な実施の形態は伝送線路共振器や他の発振器を使用する。

#### 【0095】

第1リングカプラ708は第1ポート(「L O入力ポート」)724においてL O信号を受け、そのL O信号を、ターゲット(不図示)へ伝送するためのアンテナポート726およびL Oポート728に分配する。L Oポート728と結合されたL O信号の部分は、L O信号を運ぶための伝送線路730を通じて、第2リングカプラ702のL Oポート616へと伝送される。R Fポート732はL Oポート728の真向かいにあってL O信号から隔離されている。そのR Fポート732と結合されたL O / R F信号の部分は、第1リングカプラ702のR Fポート622と結合される。レーダーシステム700の他の詳細はR F回路設計の分野において周知であり、説明をより明確とするために省略される。

#### 【0096】

L O入力ポート724はL O出力ポート728から四分の一、アンテナポート726から四分の一、それぞれ離れている。L O入力ポート724はR F出力ポート732から時計回りに二分の一、反時計回りに1、離れており、180度の差分が得られる。これにより、L O信号を2つの経路に分割して一方をアンテナに向け、他方を差動ディテクタに向けることが可能となる。第2リングハイブリッドカプラは、L O信号を2つのディテクダイオードへ基本的に位相が揃った状態で送る一方、アンテナからのR F入力信号を基本的に2つのダイオードディテクタにおいて180度位相がずれた状態で送る。ある実施の形態では、リングカプラ702、708やアンテナ722が形成される基板の側(「第1側」)の反対側(「第2側」)上にL O720が形成される。第1側の接地面734は第2側(不図示)のL O回路の上部に横たわる。L O信号は、それが生成される第2側からメッキビア736を通じて第1側に運ばれる。第2側(不図示)の接地面はアンテナ722および一般的には第1側のR F回路の下部に横たわる。これはR Fマイクロストリップ設計の分野では周知である。

#### 【0097】

図7Bは、実施の形態に係るフィールド擾乱測定システム750を示す図である。ある実施の形態では、システム750は集積C Wレーダーシステムである。システム750はアンテナ752を含む。アンテナ752は信号(L O信号)754をターゲット755に伝送する。信号754は発振器回路756によって生成される。ターゲット755は破線で示される。ターゲットはシステムの一部ではないからである。システムは、ターゲットがシステムに対して移動していればその速さを測定する。ターゲットが静止しておりシステムが動いていてもよく、あるいはまたターゲットが移動しシステムが静止していてもよく、あるいはまたターゲットおよびシステムの両方が同時に一般的な地表や他の基準フレームに対して動いていてもよい。

#### 【0098】

アンテナ752はターゲット755から反射された信号(R F信号)758を受ける。反射信号は合成ネットワーク757(例えば、図1 - 図2Bおよび関連する説明を参照)においてL O信号と合成され、A Mノイズを相殺する差動ディテクタとして動作する第1ディテクタ760および第2ディテクタ762に提供される(例えば、図3A - 図4Bおよび関連する説明を参照)。代替的な実施の形態では、L O信号を伝送するために第1アンテナが使用され、反射信号を受けるために第2アンテナが使用される。オプションで、反射信号経路におけるアンテナの後段に増幅器(前置増幅器)が設けられてもよい。

#### 【0099】

第1および第2ディテクタ760、762の出力は代数的加算ネットワーク768に提

10

20

30

40

50

供される。加算ネットワーク 768 の差動出力は増幅器およびフィルタ 770 と結合される。この増幅器およびフィルタ 770 は、差動入力をシングルエンド信号 771 に変換する。アナログデジタルコンバータ 772 は、検出電圧を示す信号をデジタル値 773 に変換する。このデジタル値 773 はコントローラ 774 によって処理される。コントローラ 774 は測定された（ターゲットとシステムとの間の）速さを液晶ディスプレイスクリーンなどの電子ディスプレイスクリーン 776 に表示する。オプションでシステム 750 はユーザインタフェース 778 を含んでもよい。このユーザインタフェース 778 は、測定された速さなどの情報を外部デバイスに伝達したり、レーダー速さ測定プロセスを開始するためのトリガを受け付けたり、速さを別の単位で報告するようレーダーの機能を変更したり、特定のタイプの対象の速さを報告するようレーダー速さ測定プロセスを最適化したり（すなわち、車両や野球のボールの測定に対して最適化したり）、特定の速さ制限内で測定された速さを報告するようレーダー速さ測定プロセスを最適化するためのものであってもよい。代替的な実施の形態では、システムは一体化されたディスプレイを含まず、コントローラはシステムの外部のデバイス（不図示）に相対速度データを提供する。

#### 【0100】

ある実施の形態では、システム 750 は電池 784 を電源とする携帯型のシステムである。さらなる実施の形態では、携帯型のシステムは手持ち型のシステムとして扱われることが意図されている。代替的な実施の形態では、システムに電池は含まれておらず、電力は外部電池（例えば、車両電池）などの外部ソースや主電源（例えば、主電源と接続されたトランスから）から供給される。電源回路 786 は電圧調整およびそれと似たような機能を提供し、適切な電圧を生成する。また電源回路 786 は電流を供給することでシステムの部材に電力を供給する。説明を簡単かつ明確とするため、電力を要する各部材への個々の電源ラインは省略される。ある実施の形態では、コントローラ 774 および A/D コンバータ 772 は電源の動作を監視し、必要であれば電源コントロールライン 787 を通じて調整したりオンオフしたりする。

#### 【0101】

コントローラ 774 は振幅変調制御信号 788 を発振器回路 756 に提供する。この信号 788 は発振器 756 の振幅変調を生成し、NCDD によって検出される発振器 756 の AM ノイズのレベルを最小化するような NCDD の較正を可能とする。ある実施の形態では、コントローラ 774 は較正テーブルなどのメモリを含み、あるいはまたシステム 750 はコントローラと協働する別個のメモリ（不図示）を含む。ある実施の形態では、コントローラ 774 は信号処理ブロックおよびオプションで自動較正ブロックを含む。自動較正ブロックは AM 信号生成器（すなわち、AM コントロールライン 788 の信号であって発振器 756 を既知の態様で変調する信号）と協働する。ある実施の形態では、システムはハウジング 790 に収められている。ハウジング 790 は手持ちアプリケーションのための他のシステム要素を含む。ある実施の形態では、ハウジング 790 は矩形のプラスチックハウジングであり、おおよそ 2.25 インチ × 4.5 インチ × 1 インチの大きさを有する。代替的なシステムは相手先ブランド名製造（original-equipment manufacturer、「OEM」）システムとして提供され、他の製品の中に組み入れられる。そこではハウジングは省かれてもよい。

#### 【0102】

図 8A は、実施の形態に係るダウンコンバーティングの方法 800 のフローチャートである。高周波信号（例えば、LO 信号）が生成される（ステップ 802）。高周波信号はアンテナ、第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタに提供される（ステップ 804）。アンテナはターゲットから反射信号（例えば、RF 信号）を受け（ステップ 806）、反射信号は少なくとも第 1 ディテクタに提供される（ステップ 808）。第 1 ディテクタは反射信号および高周波信号を第 1 検出出力に変換し（ステップ 810）、それと共に第 2 ディテクタは少なくとも高周波信号を第 2 検出出力に変換する（ステップ 812）。第 1 および第 2 検出出力は代数的に合成され（例えば、互いに差し引かれ）、検出高周波信号上の AM ノイズを含む検出高周波信号が相殺される（ステップ 814）。LO AM ノイズは

10

20

30

40

50

ディテクタ間で相関する。両方のディテクタについて、ディテクタ出力はより高いＬＯパワーに対しては増大し、より低いＬＯパワーに対しては減少する。これは、ディテクタに送られるＬＯ信号の位相とは無関係である。したがって、ディテクタ出力代数的合成器は、一方のディテクタ出力から他方の出力を減算する。図８Ａの方法の実施の形態は、ドア開閉器や距離測定システムや自動車両用速さまたはレンジセンサや低ＩＦレシーバなどの運動検知システムにおいて使用される。ある実施の形態では、合成された検出反射信号を処理することでレーダーシステムと移動するターゲットとの相対速度が導かれる（ステップ８１６）。

#### 【０１０３】

ある実施の形態では、第２ディテクタは第１ディテクタと同じ位相のＲＦ信号を検出し、また、逆位相の（すなわち、位相が１８０度ずれた）ＬＯ信号を検出する。検出ＲＦ信号の一方はディテクタ出力において反転され、他方の検出ＲＦ信号から減算される。一方、同じ減算により、検出ＬＯＡＭ信号は相殺される。ある実施の形態では、第２ディテクタは第１ディテクタとは逆の位相のＲＦ信号を検出し、また、同位相のＬＯＡＭ信号を検出する。ディテクタ出力のうちの一方は他方から減算され、検出（ダウンコンバートされた）逆位相ＲＦ信号は足し合わされると共に検出同位相（復調された）ＬＯＡＭ信号は相殺される。両方の場合において、ＬＯ信号の復調された振幅変調はディテクタ出力において同位相の状態ディテクタから出てくる。一方、ダウンコンバートされたＲＦ信号はディテクタ出力において逆位相の状態ディテクタから出てくる。

#### 【０１０４】

図８Ｂは、実施の形態に係る電磁場擾乱の検知方法８２０のフローチャートである。高周波信号（例えば、ＬＯ信号）が生成される（ステップ８０２）。高周波信号はアンテナ、第１ディテクタおよび第２ディテクタに提供される（ステップ８０４）。アンテナはターゲットから反射信号（例えば、ＲＦ信号）を受ける（ステップ８０６）。反射信号は第１ディテクタに提供され、反転された反射信号は第２ディテクタに提供される（ステップ８２２）。第１ディテクタは反射信号および高周波信号を第１検出出力に変換し（ステップ８１０）、それと共に第２ディテクタは反転された反射信号および高周波信号を第２検出出力に変換する（ステップ８２４）。ある実施の形態では、第１検出出力は検出ＬＯ信号および検出ＲＦ信号であり、第２検出出力は基本的には第１検出ＬＯ信号および負の検出ＲＦ信号である。

#### 【０１０５】

第１検出出力は第１代数的合成ネットワークに提供され、それと共に第２検出出力は第２代数的合成ネットワークに提供される（ステップ８２６）。第１代数的合成ネットワークは第１差動信号および反転された第１差動信号を生成し、第２代数的合成ネットワークは第２差動信号および反転された第２差動信号を生成する（ステップ８３２）。第１差動信号は第３代数的合成ネットワークの正入力（すなわち、非反転入力）に提供され、反転された第１差動信号は第３代数的合成ネットワークの負入力（すなわち、反転入力）に提供され、第２差動信号は第３代数的合成ネットワークの第２負入力に提供され、反転された第２差動信号は第３代数的合成ネットワークの第２正入力に提供される。第３代数的合成ネットワークは出力（例えば、ＩＦ出力）を生成する（ステップ８３０）。さらなる実施の形態では、合成された検出反射信号を処理することでレーダーシステムとターゲットとの相対速度が導かれる（ステップ８３２）。

#### 【０１０６】

さらなる実施の形態では、第１ディテクタからの検出ＬＯ信号と第２ディテクタからの検出ＬＯ信号とを釣り合わせるために、第２代数的合成ネットワークの出力に利得（負の利得を含み、その場合は減衰としても知られている）が適用される（ステップ８３４）。これにより、ＬＯ信号上で検出されるＡＭノイズを相殺できる。

#### 【０１０７】

図９Ａは、実施の形態に係る、フィールド擾乱検知システムにおけるノイズを較正する方法９００のフローチャートである。高周波信号（例えば、ＬＯ信号）はフィールド擾乱

10

20

30

40

50

検知システムのアンテナ、第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタに印加される（ステップ 902）。第 1 および第 2 ディテクタはノイズ相殺ディテクタとして構成される（例えば、図 1 - 図 3 B 参照）。移動する物体からの反射や他の外部放射を受けないように、アンテナはシールドされる（ステップ 904）。高周波信号が印加される前または後にそのようなシールドが行われうる。シールドは種々の方法により行われる。例えば、無線周波数を吸収する材料で覆われた空き箱にアンテナを向けてもよいし、反射を生成するターゲットが存在しない領域にアンテナを向けてもよい。

#### 【0108】

利得調整は選択された設定範囲を通じて段階的に行われる（例えば、図 3 B の参照符号 336 参照）。出力レベル（例えば、IF レベル 338 や他の適切な信号レベル）は差動ノイズを示しており、そのような出力レベルが記録される（ステップ 906）。検出 AM ノイズレベルの最小値に関連する利得設定が特定され（ステップ 908）、保存される（ステップ 910）。動作中、検出 AM ノイズレベルの最小値に関連する利得設定が適用され、ノイズ相殺フィールド擾乱測定が行われる（ステップ 912）。

#### 【0109】

代替的な実施の形態では、利得は種々の手法で調整される。例えば、検出信号経路のうちの一方に調整可能利得要素を含め、その検出信号の利得を他方の検出信号に対して増大または減少させてもよい。あるいはまた、ひとつ以上のトランジスタへのバイアスレベルなどの要素のバイアスが変わえられる。検出経路のうちのひとつにおける利得が変化すると、ノイズレベルは最小値に落ちていく。各バイアス制御ステップについてノイズレベルを観察することにより、バイアス制御が最適領域を離れる（例えば、ノイズが最小になる条件におけるバイアス制御電圧を上回るか下回るようにバイアス制御電圧を増大または減少させる）につれてノイズが増大し始めるときの利得設定を特定することができる。ある実施の形態では、しきい値は最小点からの選択された偏位で定義される。ノイズがしきい値と等しくなる利得設定が決定される（すなわち、最小ノイズは 2 つのしきい値設定の間にあるであろう。しかしながら、最小ノイズは比較的「平ら」であり、これにより最小ノイズ点の直接測定の正確性は低下する）。上で特定された 2 つのしきい値に対応する 2 つの利得設定の間の利得設定を選択することによって、最も良い LO ノイズ除去に対応する最適点が設定される。2 以上のディテクタを使用する実施の形態（例えば、図 4 参照）では、AM ノイズの最小化を達成するために、合成ディテクタ信号（例えば、ネットワーク 402 やネットワーク 404 の出力）の利得を調整してもよい。

#### 【0110】

図 9 B は、実施の形態に係る、AM 生成器を備えるフィールド擾乱検知システムにおけるノイズを較正する方法 920 のフローチャートである。高周波信号（例えば、LO 信号）はフィールド擾乱検知システムのアンテナ、第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタに印加される（ステップ 922）。第 1 および第 2 ディテクタはノイズ相殺ディテクタとして構成される（例えば、図 1 - 図 3 B 参照）。移動する物体からの反射や他の外部放射を受けないように、アンテナはシールドされる（ステップ 924）。測定シーケンスが始まる前にシールドが配置される限り、高周波信号が印加される前または後、および、較正信号が印加される前または後、にそのようなシールドが行われうる。

#### 【0111】

ノイズ相殺ダウンコンバーティングディテクタシステム（例えば、図 1、図 2 A、図 3 B 参照）の第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタに、LO の AM ノイズを模倣する較正信号または動作周波数（例えば、LO 周波数足す側波帯）を有する信号が印加される。ある実施の形態では、LO は、システムによって生成される AM 信号で変調される（例えば、図 7 B の参照符号 756、788、744 参照）（ステップ 926）。利得調整は選択された設定範囲を通じて段階的に行われる。出力レベル（例えば、IF レベル 338 や他の適切な信号レベル）は差動ノイズを示しており、そのような出力レベルが記録される（ステップ 928）。検出 AM 信号（AM ノイズ）レベルの最小値に関連する利得設定が特定され（ステップ 930）、保存される（ステップ 932）。動作中、検出 AM 信号出力レ

ベルの最小値に関連する利得設定が適用され（ステップ 9 3 4）、ノイズ相殺フィールド擾乱測定が行われる（ステップ 9 3 6）。

【 0 1 1 2 】

好適な実施の形態を参照して本発明を説明したが、本発明の範囲から逸脱することなく種々の変形を施すことが可能であり、また、要素を等価物で代用することが可能であることは当業者には理解されるであろう。加えて、特定の状況や材料を、本発明の基本的範囲から逸脱することなく本発明の教示に適応させるような多くの変形例が可能であろう。したがって、本発明はそれを実施するために考えられ得る最良の形態として開示される特定の実施の形態に限定されず、本発明は添付の請求項の範囲内に入る全ての実施の形態を含むことが意図されている。

10

【 0 1 1 3 】

本明細書で説明される全ての要素、部分およびステップが好適に含まれる。当業者には自明であるが、これらの要素、部分およびステップのうちの任意のものは他の要素、部分およびステップによって置き換えられ得るかまたは削除されうることが理解されるべきである。

【 0 1 1 4 】

コンセプト

本書面は少なくとも以下のコンセプトを開示する。

コンセプト 1

振幅変調（「AM」）ノイズを有する第 1 高周波信号を検出し、少なくとも第 1 検出 AM ノイズ信号成分および復調信号成分を有する第 1 検出信号を生成するよう構成された第 1 ディテクタと、

20

AM ノイズを有する第 2 高周波信号を検出し、少なくとも第 2 検出 AM ノイズ信号成分を有する第 2 検出信号を生成するよう構成された第 2 ディテクタと、

第 1 検出信号と第 2 検出信号とを合成することで第 1 検出 AM ノイズ信号成分を第 2 検出 AM ノイズ信号成分で相殺し、復調信号成分を含む出力信号を生成する代数的合成ネットワークと、を備える、ディテクタシステム。

コンセプト 2

第 1 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、復調信号成分はローカル高周波信号と受信高周波信号との差分周波数を有する、コンセプト 1 に記載のディテクタシステム。

30

コンセプト 3

第 2 高周波信号はローカル高周波信号である、コンセプト 2 に記載のディテクタシステム。

コンセプト 4

第 2 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、第 2 検出信号は差分周波数を有する第 2 復調信号成分をさらに含む、コンセプト 2 に記載のディテクタシステム。

コンセプト 5

代数的合成ネットワークの出力信号は復調信号成分に足し合わされた第 2 復調信号成分をさらに含む、コンセプト 4 に記載のディテクタシステム。

40

コンセプト 6

受信高周波信号はローカル高周波信号の反射信号である、コンセプト 2 に記載のディテクタシステム。

コンセプト 7

ローカル高周波信号と受信高周波信号とを合成し、ローカル高周波信号および受信高周波信号を第 1 ディテクタに提供する高周波代数的合成ネットワークをさらに備える、コンセプト 1 に記載のディテクタシステム。

コンセプト 8

代数的合成ネットワークは反転入力および非反転入力を有し、第 1 検出信号は非反転入

50



力に提供され、第 2 検出信号は反転入力に提供される、コンセプト 1 に記載のディテクタシステム。

#### コンセプト 9

第 1 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、出力信号は差分周波数を有する、コンセプト 1 に記載のディテクタシステム。

#### コンセプト 10

ローカル高周波信号および受信高周波信号を受け、ローカル高周波信号および受信高周波信号を第 1 ディテクタに提供し、ローカル高周波信号および受信高周波信号の反転信号を第 2 ディテクタに提供するように構成された高周波代数的合成ネットワークをさらに備え、

第 2 ディテクタは第 2 検出 A M ノイズ信号成分および反転された復調信号成分を有する第 2 検出信号を生成する、コンセプト 1 に記載のディテクタシステム。

#### コンセプト 11

代数的合成ネットワークは反転入力および非反転入力を有し、第 1 検出信号が非反転入力に提供されると共に第 2 検出信号が反転入力に提供されることによって反転された A M ノイズ信号成分および第 2 復調信号成分が生成され、

出力信号は復調信号成分と第 2 復調信号成分との和であり、

反転された A M ノイズ信号成分は A M ノイズ信号成分を相殺する、コンセプト 10 に記載のディテクタシステム。

#### コンセプト 12

第 1 ディテクタは第 1 シングルダイオードディテクタを含み、第 2 ディテクタは第 2 シングルダイオードディテクタを含む、コンセプト 1 に記載のディテクタシステム。

#### コンセプト 13

第 1 ディテクタは第 1 デュアルダイオードディテクタを含み、第 2 ディテクタは第 2 デュアルダイオードディテクタを含む、コンセプト 1 に記載のディテクタシステム。

#### コンセプト 14

第 1 ディテクタは第 1 ダイオード電圧増倍器を含み、第 2 ディテクタは第 2 ダイオード電圧増倍器を含む、コンセプト 1 に記載のディテクタシステム。

#### コンセプト 15

高周波代数的合成ネットワークは、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 1 受信信号経路と、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 2 受信信号経路と、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 1 L O 信号経路と、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 2 L O 信号経路と、

第 1 受信信号経路の受信信号と第 1 L O 信号経路の L O 信号とを合成し、第 1 合成信号を第 1 ディテクタに提供する第 1 高周波コンバイナと、

第 2 R F 信号経路の受信信号と第 2 L O 信号経路の L O 信号とを合成し、第 2 合成信号を第 2 ディテクタに提供する第 2 高周波コンバイナと、

を含む、コンセプト 10 に記載のディテクタシステム。

#### コンセプト 16

第 1 合成信号は L O 信号と受信信号とを足し合わせたものであり、第 2 合成信号は L O 信号から受信信号を引いたものである、コンセプト 15 に記載のディテクタシステム。

#### コンセプト 17

第 1 ディテクタと代数的合成ネットワークとの間に設けられた第 2 代数的合成ネットワークをさらに備え、

第 2 代数的合成ネットワークは、

代数的合成ネットワークの第 1 非反転入力と接続された第 1 正出力と、

代数的合成ネットワークの第 1 反転入力と接続された第 1 負出力と、を有する、コンセプト 1 に記載のディテクタシステム。

#### コンセプト 18

10

20

30

40

50

第2検出信号は第2復調信号成分をさらに含み、

本ディテクタシステムは、第2ディテクタと代数的合成ネットワークとの間に設けられた第3代数的合成ネットワークをさらに備え、

第3代数的合成ネットワークは、

代数的合成ネットワークの第2反転入力と接続された第2正出力と、

代数的合成ネットワークの第2非反転入力と接続された第2負出力と、を有する、コンセプト17に記載のディテクタシステム。

コンセプト19

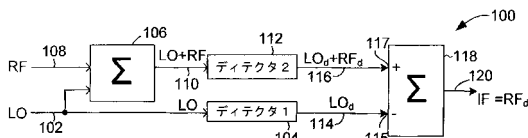
代数的合成ネットワークと第2代数的合成ネットワークおよび第3代数的合成ネットワークのうちのひとつとの間に設けられた調整可能利得ステージをさらに備える、コンセプト18に記載のディテクタシステム。

コンセプト20

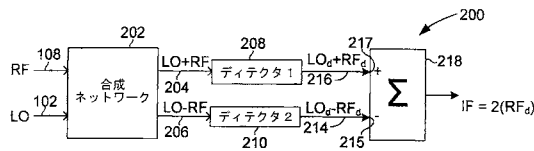
第2検出AMノイズ信号成分は第1検出AMノイズ信号と利得係数との積と等しく、調整可能利得ステージは第2検出AMノイズ信号成分を利得係数で除す、コンセプト19に記載のディテクタシステム。

10

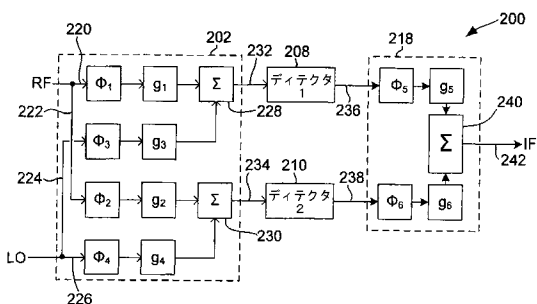
【図1】



【図2A】



【図2B】



【図3A】

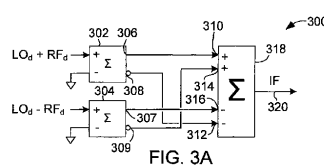
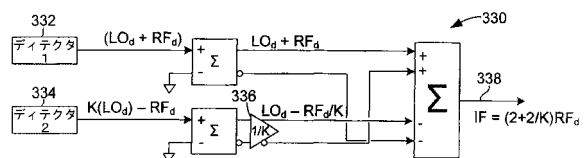


FIG. 3A

【図3B】



【図4】

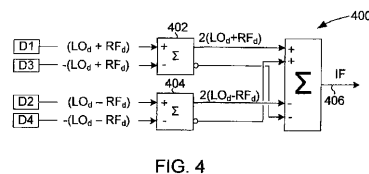


FIG. 4

【図5A】

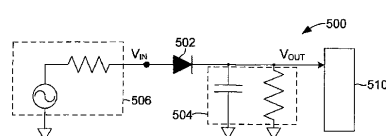


FIG. 5A

【図 5 B】

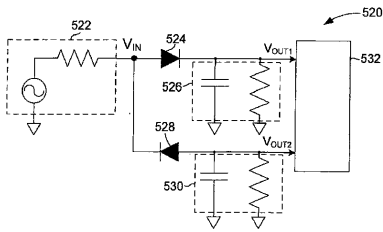


FIG. 5B

【図 5 C】

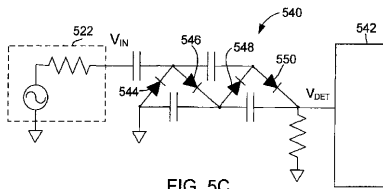


FIG. 5C

【図 5 D】

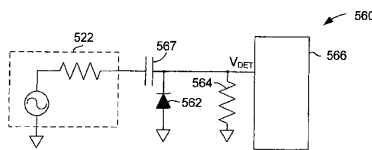


FIG. 5D

【図 6 C】

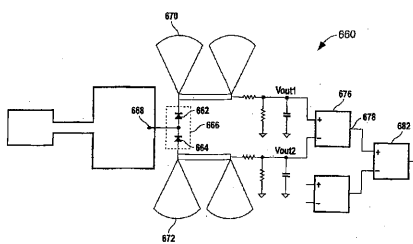
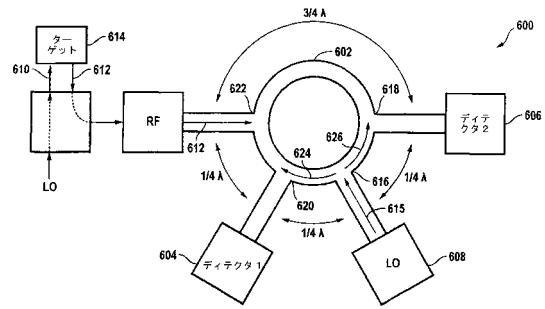


FIG. 6C

【図 6 A】



【図 6 B】

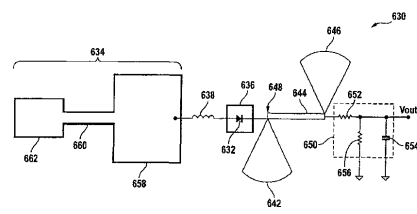


FIG. 6B

【図 7 A】

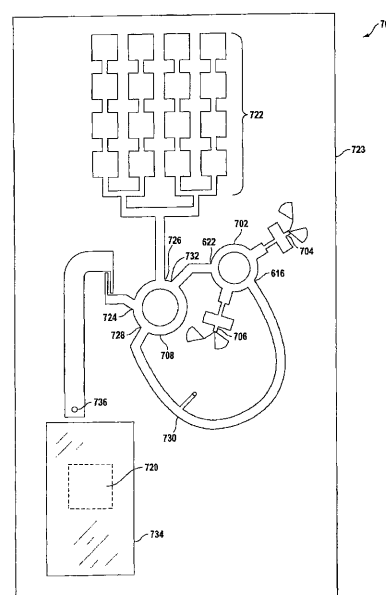
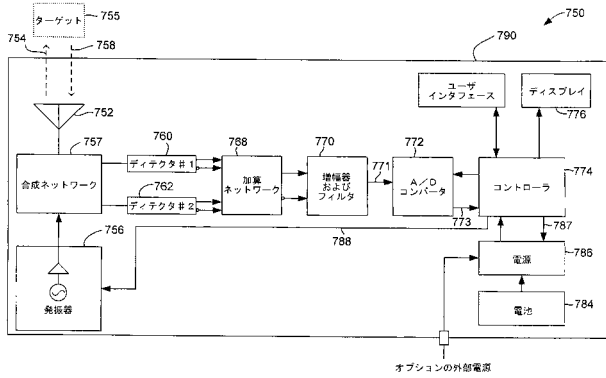
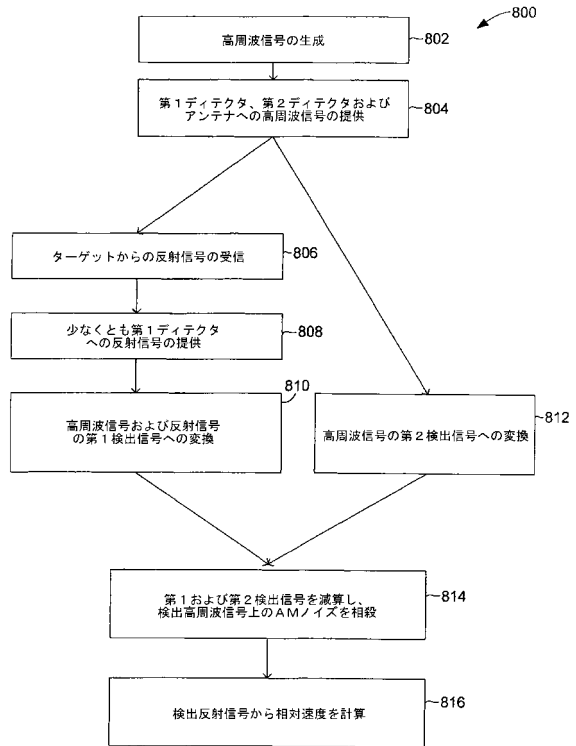


FIG. 7A

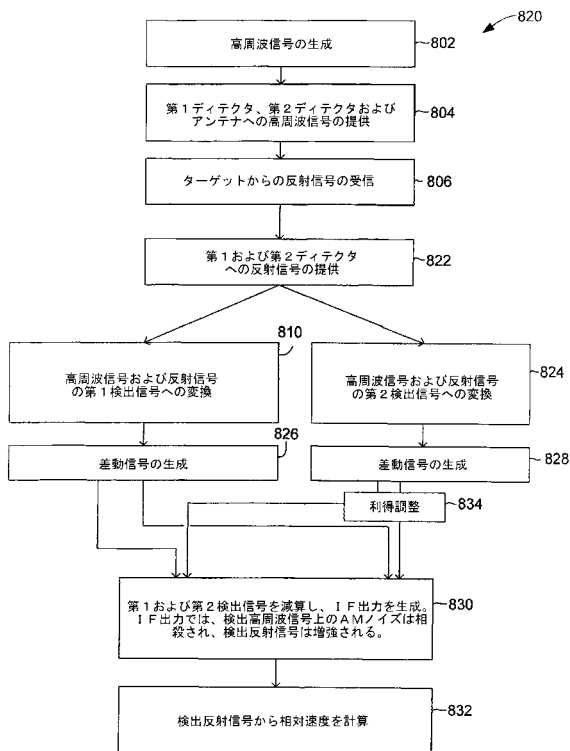
【図 7 B】



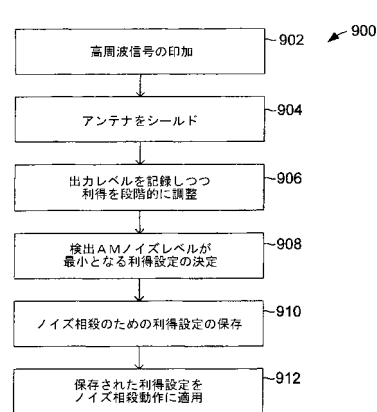
【図 8 A】



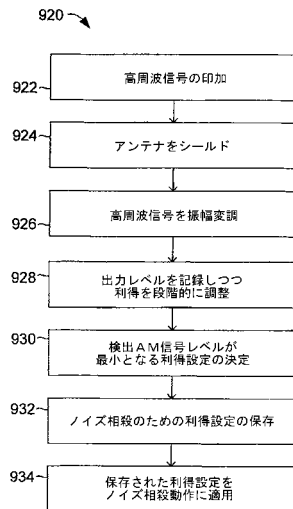
【図 8 B】



【図 9 A】



【図 9 B】



## 【手続補正書】

【提出日】平成24年7月6日(2012.7.6)

## 【手続補正 1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

振幅変調（「AM」）ノイズを有する第1高周波信号を検出し、少なくとも第1検出AMノイズ信号成分および復調信号成分を有する第1検出信号を生成するよう構成された第1ディテクタと、

AMノイズを有する第2高周波信号を検出し、少なくとも第2検出AMノイズ信号成分を有する第2検出信号を生成するよう構成された第2ディテクタと、

第1検出信号と第2検出信号とを合成することで第1検出AMノイズ信号成分を第2検出AMノイズ信号成分で相殺し、復調信号成分を含む出力信号を生成する代数的合成ネットワークと、を備える、ディテクタシステム。

【請求項 2】

第1高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、復調信号成分はローカル高周波信号と受信高周波信号との差分周波数を有する、請求項1に記載のディテクタシステム。

【請求項 3】

第2高周波信号はローカル高周波信号である、請求項2に記載のディテクタシステム。

【請求項 4】

第2高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、第2検出信号は差

分周波数を有する第 2 復調信号成分をさらに含む、請求項 2 に記載のディテクタシステム。

【請求項 5】

代数的合成ネットワークの出力信号は復調信号成分に足し合わされた第 2 復調信号成分をさらに含む、請求項 4 に記載のディテクタシステム。

【請求項 6】

受信高周波信号はローカル高周波信号の反射信号である、請求項 2 に記載のディテクタシステム。

【請求項 7】

ローカル高周波信号と受信高周波信号とを合成し、ローカル高周波信号および受信高周波信号を第 1 ディテクタに提供する高周波代数的合成ネットワークをさらに備える、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 8】

代数的合成ネットワークは反転入力および非反転入力を有し、第 1 検出信号は非反転入力に提供され、第 2 検出信号は反転入力に提供される、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 9】

第 1 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、出力信号は差分周波数を有する、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 10】

ローカル高周波信号および受信高周波信号を受け、ローカル高周波信号および受信高周波信号を第 1 ディテクタに提供し、ローカル高周波信号および受信高周波信号の反転信号を第 2 ディテクタに提供するように構成された高周波代数的合成ネットワークをさらに備え、

第 2 ディテクタは第 2 検出 A M ノイズ信号成分および反転された復調信号成分を有する第 2 検出信号を生成する、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 11】

代数的合成ネットワークは反転入力および非反転入力を有し、第 1 検出信号が非反転入力に提供されると共に第 2 検出信号が反転入力に提供されることによって反転された A M ノイズ信号成分および第 2 復調信号成分が生成され、

出力信号は復調信号成分と第 2 復調信号成分との和であり、

反転された A M ノイズ信号成分は A M ノイズ信号成分を相殺する、請求項 10 に記載のディテクタシステム。

【請求項 12】

第 1 ディテクタは第 1 シングルダイオードディテクタを含み、第 2 ディテクタは第 2 シングルダイオードディテクタを含む、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 13】

第 1 ディテクタは第 1 デュアルダイオードディテクタを含み、第 2 ディテクタは第 2 デュアルダイオードディテクタを含む、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 14】

第 1 ディテクタは第 1 ダイオード電圧増倍器を含み、第 2 ディテクタは第 2 ダイオード電圧増倍器を含む、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 15】

高周波代数的合成ネットワークは、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 1 受信信号経路と、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 2 受信信号経路と、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 1 L O 信号経路と、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 2 L O 信号経路と、

第 1 受信信号経路の受信信号と第 1 L O 信号経路の L O 信号とを合成し、第 1 合成信号を第 1 ディテクタに提供する第 1 高周波コンバイナと、

第 2 R F 信号経路の受信信号と第 2 L O 信号経路の L O 信号とを合成し、第 2 合成信号を第 2 ディテクタに提供する第 2 高周波コンパイナと、  
を含む、請求項 10 に記載のディテクタシステム。

【請求項 16】

第 1 合成信号は L O 信号と受信信号とを足し合わせたものであり、第 2 合成信号は L O 信号から受信信号を引いたものである、請求項 15 に記載のディテクタシステム。

【請求項 17】

第 1 ディテクタと代数的合成ネットワークとの間に設けられた第 2 代数的合成ネットワークをさらに備え、

第 2 代数的合成ネットワークは、

代数的合成ネットワークの第 1 非反転入力と接続された第 1 正出力と、

代数的合成ネットワークの第 1 反転入力と接続された第 1 負出力と、を有する、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 18】

第 2 検出信号は第 2 復調信号成分をさらに含み、

本ディテクタシステムは、第 2 ディテクタと代数的合成ネットワークとの間に設けられた第 3 代数的合成ネットワークをさらに備え、

第 3 代数的合成ネットワークは、

代数的合成ネットワークの第 2 反転入力と接続された第 2 正出力と、

代数的合成ネットワークの第 2 非反転入力と接続された第 2 負出力と、を有する、請求項 17 に記載のディテクタシステム。

【請求項 19】

代数的合成ネットワークと第 2 代数的合成ネットワークおよび第 3 代数的合成ネットワークのうちのひとつとの間に設けられた調整可能利得ステージをさらに備える、請求項 18 に記載のディテクタシステム。

【請求項 20】

第 2 検出 A M ノイズ信号成分は第 1 検出 A M ノイズ信号と利得係数との積と等しく、調整可能利得ステージは第 2 検出 A M ノイズ信号成分を利得係数で除す、請求項 19 に記載のディテクタシステム。

【請求項 21】

アンテナと、

高周波信号を生成する発振器と、

第 1 ディテクタ回路と、

第 2 ディテクタ回路と、

高周波信号をアンテナと結合させ、高周波信号および反射高周波信号を第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタと結合させるよう構成された合成ネットワークと、

第 1 検出高周波信号および第 1 検出反射信号を有する第 1 ディテクタ回路からの第 1 検出信号と、第 2 検出高周波信号および第 2 検出反射信号を有する第 2 ディテクタ回路からの第 2 検出信号と、を加算し、検出出力信号を生成する代数的加算ネットワークであって第 1 検出反射信号は第 2 検出反射信号と足し合わされ、第 1 検出高周波信号は第 2 検出高周波信号から減算される代数的加算ネットワークと、

検出出力信号をアンテナとターゲットとの間の速さに変換するよう構成されたコントローラと、を備える、フィールド擾乱検知システム。

【請求項 22】

速さをユーザに見せるよう構成された電子ディスプレイスクリーンをさらに備える、請求項 21 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 23】

本フィールド擾乱検知システムが収まるハウジングと電子ディスプレイスクリーンとをさらに備え、手持ちフィールド擾乱システムを提供し、

手持ちフィールド擾乱検知システムは手持ち連続波レーダーシステムである、請求項 1

に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 24】

発振器は安定誘電体共振器である、請求項 21 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 25】

アンテナはプリント基板の第 1 側に定義されたパッチアンテナであり、発振器はプリント基板の第 2 側に定義される、請求項 21 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 26】

プリント基板は、第 1 側および第 2 側に金属ホイルのトレースを有するポリテトラフルオロエチレンベースの基板を有する、請求項 25 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 27】

プリント基板は、第 1 側および第 2 側に金属のトレースを有するエポキシ - グラスファイバー合成基板を有する、請求項 25 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 28】

第 1 ディテクタ回路および第 2 ディテクタ回路はプリント基板の第 1 側に定義される、請求項 25 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 29】

合成ネットワークはプリント基板の第 1 側に定義された第 1 リングカブラと第 2 リングカブラとを含み、

第 1 リングカブラは、

発振器と接続された LO 入力ポートと、

アンテナと接続されたアンテナポートと、

第 2 リングカブラの RF 入力ポートと接続された RF ポートと、

第 2 リングカブラの第 2 LO 入力ポートと接続された LO ポートと、を有する、請求項 28 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 30】

LO 入力ポートは、LO ポートからは第 1 リングカブラの周りで第 1 の向きに四分の一波長距離だけ離れており、アンテナポートからは第 1 リングカブラの周りで第 2 の向きに第 2 四分の一波長距離だけ離れており、RF ポートからは第 1 リングカブラの周りで半波長距離だけ離れている、請求項 29 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 31】

RF 入力ポートは、第 2 LO 入力ポートからは第 2 リングカブラの周りで第 3 の向きに第 1 距離だけかつ第 2 リングカブラの周りで第 4 の向きに第 2 距離だけ離れており、第 1 距離と第 2 距離との差は半波長距離の整数倍であり、

第 2 リングカブラはさらに、

第 2 LO 入力ポートから第 3 の向きに第 3 距離だけ離れている第 1 ディテクタポートと

第 2 LO 入力ポートから第 4 の向きに第 3 距離だけ離れている第 2 ディテクタポートと、を含む、請求項 30 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 32】

第 3 距離は四分の一波長距離の奇数倍である、請求項 31 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 33】

合成ネットワークと結合された第 2 アンテナをさらに備え、

アンテナは高周波信号をターゲットに向けて伝送し、第 2 アンテナはターゲットから反射高周波信号を受信する、請求項 1 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 34】

第 2 アンテナと合成ネットワークとの間に設けられた増幅器をさらに備える、請求項 33 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 35】

アンテナは高周波信号をターゲットに向けて伝送し、かつ、アンテナはターゲットから



反射高周波信号を受信する、請求項 2 1 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 3 6】

高周波信号上に A M ノイズを選択的に生成するよう構成された振幅変調 (「A M」) ノイズ源と、

高周波信号上に選択された A M ノイズが生成される場合、検出力信号上の A M ノイズの最小化を達成するよう構成されたノイズ較正回路と、をさらに備える、請求項 2 1 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 3 7】

第 1 高周波信号を第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタと結合させることと、

アンテナにおいて受信信号を受信することと、

受信信号を少なくとも第 1 ディテクタに提供することと、

高周波信号および受信信号を検出し、第 1 検出高周波信号および復調信号を含む第 1 検出信号を生成することと、

並行して、高周波信号を検出し、第 2 検出高周波信号を生成することと、

第 1 検出信号から第 2 検出信号を減算し、検出信号出力の振幅変調ノイズを相殺することと、を含み、

検出信号出力は復調信号を含む、ダウンコンバーティング方法。

【請求項 3 8】

第 1 高周波信号を第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタと結合させることは、並行して、第 1 高周波信号をアンテナと結合させることをさらに含み、

受信信号はターゲットからの第 1 高周波信号の反射信号である、請求項 3 7 に記載の方法。

【請求項 3 9】

復調信号成分にしたがってアンテナとターゲットとの間の速さを計算することをさらに含む、請求項 3 8 に記載の方法。

【請求項 4 0】

受信信号を第 1 ディテクタに提供することは、受信信号を第 2 ディテクタに提供することをさらに含み、

並行して、高周波信号を検出し、第 2 検出信号を生成することとは、並行して、第 2 ディテクタに提供された受信信号を第 2 復調信号に変換することをさらに含み、

第 2 検出信号は、第 2 検出高周波信号および第 2 復調信号を含み、

本方法はさらに、第 2 復調信号を復調信号と足し合わせることを含む、請求項 3 7 に記載の方法。

【請求項 4 1】

受信信号は第 1 ディテクタに第 1 位相で提供され、かつ、第 2 ディテクタに第 2 位相で提供され、

第 2 位相は第 1 位相から 1 8 0 度シフトしている、請求項 4 0 に記載の方法。

【請求項 4 2】

高周波信号は第 1 ディテクタにある位相で提供され、かつ、第 2 ディテクタにその位相で提供される、請求項 4 1 に記載の方法。

【請求項 4 3】

第 1 検出高周波信号から第 2 検出高周波信号を減算することおよび第 2 復調信号を復調信号と足し合わせることは、第 1 検出信号と第 2 検出信号との差動信号を増幅し、検出信号出力における高周波信号の振幅変調 (「A M」) ノイズを相殺することを含む、請求項 4 0 に記載の方法。

【請求項 4 4】

第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタは差動ディテクタを形成し、第 1 検出信号および第 2 検出信号は差動増幅器と結合される、請求項 4 0 に記載の方法。

【請求項 4 5】

高周波信号はアンテナから伝送され、受信信号はアンテナによって受信される反射信号

である、請求項 37 に記載の方法。

【請求項 46】

高周波信号は、高周波源から伝送構成を通じてアンテナと結合され、  
伝送構成は、高周波信号出力ポートと反射信号出力ポートとを有し、  
反射信号出力ポートは、反射信号出力ポートにおいて高周波信号を相殺するよう、高周波信号ポートから選択された伝送距離だけ離れている、請求項 45 に記載の方法。

【請求項 47】

第 2 検出信号経路の利得設定を調整し、検出信号出力における振幅変調（「AM」）ノイズを低減することをさらに含む、請求項 40 に記載の方法。

【請求項 48】

高周波信号をアンテナからターゲットへ伝送する前に、  
アンテナをシールドし、  
最小 AM ノイズに対応する利得設定を決定し、  
その利得設定を保存し、  
第 2 検出信号経路にその利得設定を適用することをさらに含む、請求項 47 に記載の方法。

【請求項 49】

高周波信号を振幅変調することと、  
最小検出 AM 信号に対応する利得設定を決定することと、  
その利得設定を保存することと、  
第 2 検出信号経路にその利得設定を適用し、検出信号出力における振幅変調（「AM」）ノイズを低減することと、をさらに含む、請求項 40 に記載の方法。

【手続補正書】

【提出日】平成24年9月13日(2012.9.13)

【手続補正 1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

振幅変調（「AM」）ノイズを有する第 1 高周波信号を検出し、少なくとも第 1 検出 AM ノイズ信号成分および復調信号成分を有する第 1 検出信号を生成するよう構成された第 1 ディテクタと、

AM ノイズを有する第 2 高周波信号を検出し、少なくとも第 2 検出 AM ノイズ信号成分を有する第 2 検出信号を生成するよう構成された第 2 ディテクタと、

第 1 検出信号と第 2 検出信号とを合成することで第 1 検出 AM ノイズ信号成分を第 2 検出 AM ノイズ信号成分で相殺し、復調信号成分を含む出力信号を生成する代数的合成ネットワークと、を備える、ディテクタシステム。

【請求項 2】

第 1 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、復調信号成分はローカル高周波信号と受信高周波信号との差分周波数を有する、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 3】

第 2 高周波信号はローカル高周波信号である、請求項 2 に記載のディテクタシステム。

【請求項 4】

第 2 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、第 2 検出信号は差分周波数を有する第 2 復調信号成分をさらに含む、請求項 2 に記載のディテクタシステム

。

【請求項 5】

代数的合成ネットワークの出力信号は復調信号成分に足し合わされた第 2 復調信号成分をさらに含む、請求項 4 に記載のディテクタシステム。

【請求項 6】

受信高周波信号はローカル高周波信号の反射信号である、請求項 2 に記載のディテクタシステム。

【請求項 7】

ローカル高周波信号と受信高周波信号とを合成し、ローカル高周波信号および受信高周波信号を第 1 ディテクタに提供する高周波代数的合成ネットワークをさらに備える、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 8】

振幅変調（「AM」）ノイズを有する第 1 高周波信号を検出し、少なくとも第 1 検出 AM ノイズ信号成分および復調信号成分を有する第 1 検出信号を生成するよう構成された第 1 ディテクタと、

AM ノイズを有する第 2 高周波信号を検出し、少なくとも第 2 検出 AM ノイズ信号成分を有する第 2 検出信号を生成するよう構成された第 2 ディテクタと、

第 1 検出信号と第 2 検出信号とを合成することで第 1 検出 AM ノイズ信号成分を第 2 検出 AM ノイズ信号成分で相殺し、復調信号成分を含む出力信号を生成する代数的合成ネットワークと、を備え、

代数的合成ネットワークは反転入力および非反転入力を有し、第 1 検出信号は非反転入力に提供され、第 2 検出信号は反転入力に提供される、ディテクタシステム。

【請求項 9】

第 1 高周波信号はローカル高周波信号および受信高周波信号を含み、出力信号は差分周波数を有する、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 10】

ローカル高周波信号および受信高周波信号を受け、ローカル高周波信号および受信高周波信号を第 1 ディテクタに提供し、ローカル高周波信号および受信高周波信号の反転信号を第 2 ディテクタに提供するよう構成された高周波代数的合成ネットワークをさらに備え、

第 2 ディテクタは第 2 検出 AM ノイズ信号成分および反転された復調信号成分を有する第 2 検出信号を生成する、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 11】

代数的合成ネットワークは反転入力および非反転入力を有し、第 1 検出信号が非反転入力に提供されると共に第 2 検出信号が反転入力に提供されることによって反転された AM ノイズ信号成分および第 2 復調信号成分が生成され、

出力信号は復調信号成分と第 2 復調信号成分との和であり、

反転された AM ノイズ信号成分は AM ノイズ信号成分を相殺する、請求項 10 に記載のディテクタシステム。

【請求項 12】

第 1 ディテクタは第 1 シングルダイオードディテクタを含み、第 2 ディテクタは第 2 シングルダイオードディテクタを含む、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 13】

第 1 ディテクタは第 1 デュアルダイオードディテクタを含み、第 2 ディテクタは第 2 デュアルダイオードディテクタを含む、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 14】

第 1 ディテクタは第 1 ダイオード電圧増倍器を含み、第 2 ディテクタは第 2 ダイオード電圧増倍器を含む、請求項 1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 15】

高周波代数的合成ネットワークは、

高周波代数的合成ネットワークを通じた第 1 受信信号経路と、  
高周波代数的合成ネットワークを通じた第 2 受信信号経路と、  
高周波代数的合成ネットワークを通じた第 1 LO 信号経路と、  
高周波代数的合成ネットワークを通じた第 2 LO 信号経路と、  
第 1 受信信号経路の受信信号と第 1 LO 信号経路の LO 信号とを合成し、第 1 合成信号  
を第 1 ディテクタに提供する第 1 高周波コンバイナと、  
第 2 RF 信号経路の受信信号と第 2 LO 信号経路の LO 信号とを合成し、第 2 合成信号  
を第 2 ディテクタに提供する第 2 高周波コンバイナと、  
を含む、請求項 10 に記載のディテクタシステム。

【請求項 16】

第 1 合成信号は LO 信号と受信信号とを足し合わせたものであり、第 2 合成信号は LO  
信号から受信信号を引いたものである、請求項 15 に記載のディテクタシステム。

【請求項 17】

第 1 ディテクタと代数的合成ネットワークとの間に設けられた第 2 代数的合成ネットワ  
ークをさらに備え、  
第 2 代数的合成ネットワークは、  
代数的合成ネットワークの第 1 非反転入力と接続された第 1 正出力と、  
代数的合成ネットワークの第 1 反転入力と接続された第 1 負出力と、を有する、請求項  
1 に記載のディテクタシステム。

【請求項 18】

第 2 検出信号は第 2 復調信号成分をさらに含み、  
本ディテクタシステムは、第 2 ディテクタと代数的合成ネットワークとの間に設けられ  
た第 3 代数的合成ネットワークをさらに備え、  
第 3 代数的合成ネットワークは、  
代数的合成ネットワークの第 2 反転入力と接続された第 2 正出力と、  
代数的合成ネットワークの第 2 非反転入力と接続された第 2 負出力と、を有する、請求  
項 17 に記載のディテクタシステム。

【請求項 19】

代数的合成ネットワークと第 2 代数的合成ネットワークおよび第 3 代数的合成ネットワ  
ークのうちのひとつとの間に設けられた調整可能利得ステージをさらに備える、請求項 1  
8 に記載のディテクタシステム。

【請求項 20】

第 2 検出 AM ノイズ信号成分は第 1 検出 AM ノイズ信号と利得係数との積と等しく、調  
整可能利得ステージは第 2 検出 AM ノイズ信号成分を利得係数で除す、請求項 19 に記載  
のディテクタシステム。

【請求項 21】

アンテナと、  
高周波信号を生成する発振器と、  
第 1 ディテクタ回路と、  
第 2 ディテクタ回路と、  
高周波信号をアンテナと結合させ、高周波信号および反射高周波信号を第 1 ディテクタ  
および第 2 ディテクタと結合させるよう構成された合成ネットワークと、  
第 1 検出高周波信号および第 1 検出反射信号を有する第 1 ディテクタ回路からの第 1 検  
出信号と、第 2 検出高周波信号および第 2 検出反射信号を有する第 2 ディテクタ回路から  
の第 2 検出信号と、を加算し、検出出力信号を生成する代数的加算ネットワークであって  
第 1 検出反射信号は第 2 検出反射信号と足し合わされ、第 1 検出高周波信号は第 2 検出高  
周波信号から減算される代数的加算ネットワークと、  
検出出力信号をアンテナとターゲットとの間の速さに変換するよう構成されたコントロ  
ーラと、を備える、フィールド擾乱検知システム。

【請求項 22】

速さをユーザに見せるよう構成された電子ディスプレイスクリーンをさらに備える、請求項 2 1 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 2 3】

手持ちフィールド擾乱システムを提供するように本フィールド擾乱検知システムおよび電子ディスプレイスクリーンを収容するハウジングをさらに備え、

手持ちフィールド擾乱検知システムは手持ち連続波レーダーシステムである、請求項 2 2 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 2 4】

発振器は安定誘電体共振器である、請求項 2 1 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 2 5】

アンテナはプリント基板の第 1 側に定義されたパッチアンテナであり、発振器はプリント基板の第 2 側に定義される、請求項 2 1 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 2 6】

プリント基板は、第 1 側および第 2 側に金属ホイルのトレースを有するポリテトラフルオロエチレンベースの基板を有する、請求項 2 5 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 2 7】

プリント基板は、第 1 側および第 2 側に金属のトレースを有するエポキシ - グラスファイバー合成基板を有する、請求項 2 5 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 2 8】

第 1 ディテクタ回路および第 2 ディテクタ回路はプリント基板の第 1 側に定義される、請求項 2 5 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 2 9】

合成ネットワークはプリント基板の第 1 側に定義された第 1 リングカブラと第 2 リングカブラとを含み、

第 1 リングカブラは、

発振器と接続された LO 入力ポートと、

アンテナと接続されたアンテナポートと、

第 2 リングカブラの RF 入力ポートと接続された RF ポートと、

第 2 リングカブラの第 2 LO 入力ポートと接続された LO ポートと、を有する、請求項 2 8 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 3 0】

LO 入力ポートは、LO ポートからは第 1 リングカブラの周りで第 1 の向きに四分の一波長距離だけ離れており、アンテナポートからは第 1 リングカブラの周りで第 2 の向きに第 2 四分の一波長距離だけ離れており、RF ポートからは第 1 リングカブラの周りで半波長距離だけ離れている、請求項 2 9 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 3 1】

RF 入力ポートは、第 2 LO 入力ポートからは第 2 リングカブラの周りで第 3 の向きに第 1 距離だけかつ第 2 リングカブラの周りで第 4 の向きに第 2 距離だけ離れており、第 1 距離と第 2 距離との差は半波長距離の整数倍であり、

第 2 リングカブラはさらに、

第 2 LO 入力ポートから第 3 の向きに第 3 距離だけ離れている第 1 ディテクタポートと

、

第 2 LO 入力ポートから第 4 の向きに第 3 距離だけ離れている第 2 ディテクタポートと

、を含む、請求項 3 0 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 3 2】

第 3 距離は四分の一波長距離の奇数倍である、請求項 3 1 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 3 3】

合成ネットワークと結合された第 2 アンテナをさらに備え、

アンテナは高周波信号をターゲットに向けて伝送し、第 2 アンテナはターゲットから反

射高周波信号を受信する、請求項 1 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 3 4】

第 2 アンテナと合成ネットワークとの間に設けられた増幅器をさらに備える、請求項 3 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 3 5】

アンテナは高周波信号をターゲットに向けて伝送し、かつ、アンテナはターゲットから反射高周波信号を受信する、請求項 2 1 に記載のフィールド擾乱検知システム。

【請求項 3 6】

アンテナと、

高周波信号を生成する発振器と、

第 1 ディテクタ回路と、

第 2 ディテクタ回路と、

高周波信号をアンテナと結合させ、高周波信号および反射高周波信号を第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタと結合させるよう構成された合成ネットワークと、

第 1 検出高周波信号および第 1 検出反射信号を有する第 1 ディテクタ回路からの第 1 検出信号と、第 2 検出高周波信号および第 2 検出反射信号を有する第 2 ディテクタ回路からの第 2 検出信号と、を加算し、検出出力信号を生成する代数的加算ネットワークであって第 1 検出反射信号は第 2 検出反射信号と足し合わされ、第 1 検出高周波信号は第 2 検出高周波信号から減算される代数的加算ネットワークと、

検出出力信号をアンテナとターゲットとの間の速さに変換するよう構成されたコントローラと、

高周波信号上に A M ノイズを選択的に生成するよう構成された振幅変調（「A M」）ノイズ源と、

高周波信号上に選択された A M ノイズが生成される場合、検出出力信号上の A M ノイズの最小化を達成するよう構成されたノイズ較正回路と、を備える、フィールド擾乱検知システム。

【請求項 3 7】

第 1 高周波信号を第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタと結合させることと、

アンテナにおいて受信信号を受信することと、

受信信号を少なくとも第 1 ディテクタに提供することと、

高周波信号および受信信号を検出し、第 1 検出高周波信号および復調信号を含む第 1 検出信号を生成することと、

並行して、高周波信号を検出し、第 2 検出高周波信号を生成することと、

第 1 検出信号から第 2 検出信号を減算し、検出信号出力の振幅変調ノイズを相殺することと、を含み、

検出信号出力は復調信号を含む、ダウンコンバーティング方法。

【請求項 3 8】

第 1 高周波信号を第 1 ディテクタおよび第 2 ディテクタと結合させることは、並行して、第 1 高周波信号をアンテナと結合させることをさらに含み、

受信信号はターゲットからの第 1 高周波信号の反射信号である、請求項 3 7 に記載の方法。

【請求項 3 9】

復調信号成分にしたがってアンテナとターゲットとの間の速さを計算することをさらに含む、請求項 3 8 に記載の方法。

【請求項 4 0】

受信信号を第 1 ディテクタに提供することは、受信信号を第 2 ディテクタに提供することをさらに含み、

並行して、高周波信号を検出し、第 2 検出信号を生成することとは、並行して、第 2 ディテクタに提供された受信信号を第 2 復調信号に変換することをさらに含み、

第 2 検出信号は、第 2 検出高周波信号および第 2 復調信号を含み、

本方法はさらに、第2復調信号を復調信号と足し合わせることを含む、請求項37に記載の方法。

【請求項41】

受信信号は第1ディテクタに第1位相で提供され、かつ、第2ディテクタに第2位相で提供され、

第2位相は第1位相から180度シフトしている、請求項40に記載の方法。

【請求項42】

高周波信号は第1ディテクタにある位相で提供され、かつ、第2ディテクタにその位相で提供される、請求項41に記載の方法。

【請求項43】

第1検出高周波信号から第2検出高周波信号を減算することおよび第2復調信号を復調信号と足し合わせることは、第1検出信号と第2検出信号との差動信号を増幅し、検出信号出力における高周波信号の振幅変調(「AM」)ノイズを相殺することを含む、請求項40に記載の方法。

【請求項44】

第1ディテクタおよび第2ディテクタは差動ディテクタを形成し、第1検出信号および第2検出信号は差動増幅器と結合される、請求項40に記載の方法。

【請求項45】

高周波信号はアンテナから伝送され、受信信号はアンテナによって受信される反射信号である、請求項37に記載の方法。

【請求項46】

高周波信号は、高周波源から伝送構成を通じてアンテナと結合され、

伝送構成は、高周波信号出力ポートと反射信号出力ポートとを有し、

反射信号出力ポートは、反射信号出力ポートにおいて高周波信号を相殺するよう、高周波信号ポートから選択された伝送距離だけ離れている、請求項45に記載の方法。

【請求項47】

第2検出信号経路の利得設定を調整し、検出信号出力における振幅変調(「AM」)ノイズを低減することをさらに含む、請求項40に記載の方法。

【請求項48】

高周波信号をアンテナからターゲットへ伝送する前に、

アンテナをシールドし、

最小AMノイズに対応する利得設定を決定し、

その利得設定を保存し、

第2検出信号経路にその利得設定を適用することをさらに含む、請求項47に記載の方法。

【請求項49】

高周波信号を振幅変調することと、

最小検出AM信号に対応する利得設定を決定することと、

その利得設定を保存することと、

第2検出信号経路にその利得設定を適用し、検出信号出力における振幅変調(「AM」)ノイズを低減することと、をさらに含む、請求項40に記載の方法。

【請求項50】

アンテナと、

高周波信号を生成する発振器と、

第1ディテクタ回路と、

第2ディテクタ回路と、

高周波信号をアンテナと結合させ、高周波信号および反射高周波信号を第1ディテクタおよび第2ディテクタと結合させるよう構成された合成ネットワークと、

第1検出高周波信号および第1検出反射信号を有する第1ディテクタ回路からの第1検出信号と、第2検出高周波信号および第2検出反射信号を有する第2ディテクタ回路から

の第2検出信号と、を加算し、検出出力信号を生成する代数的加算ネットワークであって  
第1検出反射信号は第2検出反射信号と足し合わされ、第1検出高周波信号は第2検出高  
周波信号から減算される代数的加算ネットワークと、

検出出力信号をアンテナとターゲットとの間の速さに変換するよう構成されたコントロ  
ールと、

速さをユーザに見せるよう構成された電子ディスプレイスクリーンと、

手持ちフィールド擾乱システムを提供するように本フィールド擾乱検知システムおよび  
前記電子ディスプレイスクリーンを収容するハウジングと、を備え、

手持ちフィールド擾乱検知システムは手持ち連続波レーダシステムである、フィール  
ド擾乱検知システム。

【請求項51】

第1高周波信号を第1ディテクタおよび第2ディテクタと結合させることと、

アンテナにおいて受信信号を受信することと、

受信信号を少なくとも第1ディテクタに提供することと、

高周波信号および受信信号を検出し、第1検出高周波信号および復調信号を含む第1検  
出信号を生成することと、

並行して、高周波信号を検出し、第2検出高周波信号を生成することと、

第1検出信号から第2検出信号を減算し、検出信号出力の振幅変調ノイズを相殺するこ  
とと、を含み、

検出信号出力は復調信号を含み、

受信信号を第1ディテクタに提供することは、受信信号を第2ディテクタに提供するこ  
とをさらに含み、

本方法はさらに、第2復調信号を復調信号と足し合わせることを含み、

第1ディテクタおよび第2ディテクタは差動ディテクタを形成し、第1検出信号および  
第2検出信号は差動増幅器と結合される、ダウンコンバーティング方法。

【請求項52】

第1高周波信号を第1ディテクタおよび第2ディテクタと結合させることと、

アンテナにおいて受信信号を受信することと、

受信信号を第1ディテクタおよび第2ディテクタに提供することと、

高周波信号および受信信号を検出し、第1検出高周波信号および復調信号を含む第1検  
出信号を生成することと、

並行して、高周波信号を検出し、第2検出高周波信号を生成することと、

並行して、第2ディテクタに提供された受信信号を第2復調信号に変換することであ  
って、第2検出信号は第2検出高周波信号および第2復調信号を含むことと、

第1検出信号から第2検出信号を減算し、検出信号出力の振幅変調ノイズを相殺するこ  
とであって、検出信号出力は復調信号を含むことと、

第2復調信号を復調信号と足し合わせることと、を含み、

第1ディテクタおよび第2ディテクタは差動ディテクタを形成し、第1検出信号および  
第2検出信号は差動増幅器と結合される、ダウンコンバーティング方法。

【請求項53】

第1高周波信号を第1ディテクタおよび第2ディテクタと結合させることと、

アンテナにおいて受信信号を受信することと、

受信信号を少なくとも第1ディテクタに提供することと、

高周波信号および受信信号を検出し、第1検出高周波信号および復調信号を含む第1検  
出信号を生成することと、

並行して、高周波信号を検出し、第2検出高周波信号を生成することと、

第1検出信号から第2検出信号を減算し、検出信号出力の振幅変調ノイズを相殺するこ  
とと、を含み、



検出信号出力は復調信号を含み、

本方法はさらに、



高周波信号を振幅変調することと、  
最小検出 A M 信号に対応する利得設定を決定することと、  
その利得設定を保存することと、  
第 2 検出信号経路にその利得設定を適用し、検出信号出力における振幅変調（「A M」  
）ノイズを低減することと、を含む、ダウンコンバーティング方法。

## 【 国際調査報告 】

<b>INTERNATIONAL SEARCH REPORT</b>		International application No. <b>PCT/US2010/055019</b>
<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b>		
<i>G01S 13/536(2006.01)i, G01S 7/02(2006.01)i</i>		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b>		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) G01S 13/536; G01S 7/36; B64G 1/26; G01S 13/04; G01S 13/95; B64G 1/36; H01Q 3/26		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Korean utility models and applications for utility models Japanese utility models and applications for utility models		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) eKOMPASS(KIPO internal) & Keywords: "field, disturbance, sens*, antenna, target"		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 96-07931 A1 (THE REGENTS OF THE UNIVERSITY OF CALIFORNIA) 14 March 1996 See the Abstract, Fig. 1, Claim 1	1-20
A	US 04649388 A (DAVID ATLAS) 10 March 1987 See the Abstract, Fig. 7A, 11	1-20
A	EP 0098339 A1 (SELENIA INDUSTRIE ELETTRONICHE ASSOCIATE S.P.A.) 18 January 1984 See the Abstract, Fig. 2, Claim 1	1-20
A	US 05806804 A (NEIL EVAN GOODZEIT et al.) 15 September 1998 See the Abstract, Fig. 2, 3	1-20
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" 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 but 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 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 22 JUNE 2011 (22.06.2011)		Date of mailing of the international search report <b>23 JUNE 2011 (23.06.2011)</b>
Name and mailing address of the ISA/KR  Korean Intellectual Property Office Government Complex-Daejeon, 189 Cheongsu-ro, Seo-gu, Daejeon 302-701, Republic of Korea Facsimile No. 82-42-472-7140		Authorized officer Jang Seok Hwan  Telephone No. 82-42-481-8250

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

Information on patent family members

International application No.

**PCT/US2010/055019**

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 96-07931 A1	14.03.1996	AT 227851 T	15.11.2002
		AU 3462395 A	27.03.1996
		AU 692921 B2	18.06.1998
		CA 2199121 A1	14.03.1996
		CA 2199121 C	09.05.2006
		CN 1104648 C	02.04.2003
		CN 1120376 C	03.09.2003
		CN 1157657 A	20.08.1997
		CN 1157657 C0	20.08.1997
		CN 1189893 A	05.08.1998
		CN 1189893 C0	05.08.1998
		DE 69528840 D1	19.12.2002
		DE 69528840 T2	04.09.2003
		EP 0779992 A1	27.02.2002
		EP 0779992 A1	25.06.1997
		EP 0779992 A4	06.05.1999
		EP 0779992 B1	13.11.2002
		EP 0830618 A1	25.03.1998
		EP 0830618 A1	27.02.2002
		EP 0830618 A4	25.08.1999
		EP 0830618 B1	08.10.2003
		EP 0901642 A1	17.03.1999
		EP 0901642 A1	13.03.2002
		EP 0901642 B1	02.07.2003
		JP 03-604396 B2	08.10.2004
		JP 03-631254 B2	23.03.2005
		JP 03-819924 B2	13.09.2006
		JP 03-824655 B2	20.09.2006
		JP 10-505670 A	02.06.1998
		JP 10-505670 T	02.06.1998
		JP 11-506824 A	15.06.1999
		JP 2000-511281 A	29.08.2000
		JP 2005-121665 A	12.05.2005
		MX 9701648 A	28.06.1997
		US 05521600A A	28.05.1996
		US 05581256A A	03.12.1996
		US 05682164A A	28.10.1997
		WO 96-39640 A1	12.12.1996
		WO 97-45753 A1	04.12.1997
US 04649388 A	10.03.1987	US 0RE33152 E1	23.01.1990
		US RE033152 E0	23.01.1990
EP 0098339 A1	18.01.1984	None	
US 05806804 A	15.09.1998	None	

## フロントページの続き

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

(72)発明者 モールトン、グラント、イー．

アメリカ合衆国 9 5 4 0 3 カリフォルニア州、サンタ ローザ、マーシュ コート 2 3 4 8

(72)発明者 グディー、スティーブン、エイチ．

アメリカ合衆国 9 5 4 0 3 カリフォルニア州、サンタ ローザ、ファウンダレン プレイス  
3 9 2 6

Fターム(参考) 5J070 AB15 AB24 AC06 AF02 AH31 AH39 AK28 BA01