

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第7212217号

(P7212217)

(45)発行日 令和5年1月25日(2023.1.25)

(24)登録日 令和5年1月17日(2023.1.17)

(51)国際特許分類

F I

G 0 1 S 7/40 (2006.01)

G 0 1 S 7/40 1 0 8

G 0 1 S 13/34 (2006.01)

G 0 1 S 13/34

請求項の数 14 (全22頁)

(21)出願番号	特願2020-507551(P2020-507551)	(73)特許権者	507107291
(86)(22)出願日	平成30年8月8日(2018.8.8)		テキサス インスツルメンツ インコーポ
(65)公表番号	特表2020-530566(P2020-530566 A)		レイテッド
(43)公表日	令和2年10月22日(2020.10.22)		アメリカ合衆国 テキサス州 7 5 2 6 5
(86)国際出願番号	PCT/US2018/045877		- 5 4 7 4 ダラス メール ステーション
(87)国際公開番号	WO2019/032752	(74)代理人	3 9 9 9 ピーオーボックス 6 5 5 4 7 4
(87)国際公開日	平成31年2月14日(2019.2.14)		230129078
審査請求日	令和3年8月9日(2021.8.9)	(72)発明者	弁護士 佐藤 仁
(31)優先権主張番号	62/542,665		サマラ ストリーキラン
(32)優先日	平成29年8月8日(2017.8.8)	(72)発明者	アメリカ合衆国 7 5 0 2 4 テキサス州
(33)優先権主張国・地域又は機関			ブレイノ, ケニング コート 8 5 0 5
	米国(US)	(72)発明者	クリシュナンシュ ダンドゥ
(31)優先権主張番号	16/057,152		アメリカ合衆国 7 5 0 1 3 テキサス州
(32)優先日	平成30年8月7日(2018.8.7)	(72)発明者	アレン, クアナ コート 1 4 2 3
	最終頁に続く		ロス クラク
			最終頁に続く

(54)【発明の名称】 レーダーシステムにおけるノイズ測定

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

レーダーシステムであって、

トランスミッタであって、増幅された信号を生成するために局部発振(L O)信号を増幅するように構成される第1の増幅器を含む、前記トランスミッタと、
前記増幅された信号を位相シフトするように構成される可変位相シフトと、

レシーバであって、

前記L O信号に基づいてI信号を生成し、前記L O信号に基づいてQ信号を生成するように構成されるI Q生成器と、

レシーバ信号を生成するためにループバックされた信号を増幅するように構成される第2の増幅器と、

ベースバンドI信号を生成するために前記レシーバ信号と前記I信号とを混合するように構成される第1のミキサーと、

ベースバンドQ信号を生成するために前記レシーバ信号と前記Q信号とを混合するように構成される第2のミキサーと、

ノイズ電力推定器であって、

前記ベースバンドI信号に基づいて各々が複数の位相のそれぞれの1つに対応する前記ベースバンドI信号のIノイズ値を測定し、

前記ベースバンドQ信号に基づいて各々が前記複数の位相のそれぞれの1つに対応する前記ベースバンドQ信号のQノイズ値を測定し、

10

20

前記 I ノイズ値と前記 Q ノイズ値との最大ノイズ値を判定し、
前記 I ノイズ値と前記 Q ノイズ値との最小ノイズ値を判定し、
前記最大ノイズ値に基づいて無相関位相ノイズを計算し、
前記最小ノイズ値に基づいて振幅ノイズを計算する、
ように構成される、前記ノイズ電力推定器と、
を含む、前記レシーバと、
前記増幅された信号を前記トランスミッタから前記レシーバへ前記ループバックされた
信号として誘導するように構成される導波路ループバックと、
を含む、レーダーシステム。

【請求項 2】

10

請求項 1 に記載のレーダーシステムであって、
前記可変位相シフタが前記導波路ループバックの一部である、レーダーシステム。

【請求項 3】

請求項 1 に記載のレーダーシステムであって、
前記可変位相シフタが前記トランスミッタの一部である、レーダーシステム。

【請求項 4】

請求項 3 に記載のレーダーシステムであって、
前記ノイズ電力推定器が、
前記複数の位相を判定し、
前記複数の位相に対応する複数の位相シフト表示を前記可変位相シフタに送信する、
ように更に構成される、レーダーシステム。

20

【請求項 5】

請求項 4 に記載のレーダーシステムであって、
前記ノイズ電力推定器が、
前記最小ノイズ値に対応する最小ノイズ位相シフトを判定し、
ノイズを低減するための前記最小ノイズ位相シフトを示す最小ノイズ位相シフト表示を
前記可変位相シフタに送信する、
ように更に構成される、レーダーシステム。

【請求項 6】

請求項 1 に記載のレーダーシステムであって、
前記ノイズ電力推定器が、位相シフトインジケータを前記可変位相シフタに送信するよう
に更に構成され、前記位相シフトインジケータが、前記複数の位相に対して 5 度より小さ
いステップに対応する、レーダーシステム。

30

【請求項 7】

方法であって、
増幅器によって局部発振 (LO) 信号を増幅することと、
レーダーシステムの可変位相シフタによって前記増幅された LO 信号に位相シフトを設
定して増幅されてループバックされた位相シフトされたレーダー信号として提供すること
と、

プロセッサによってベースバンド I 信号に対する I ノイズ値を測定することであって、
前記 I ノイズ値の各々が前記増幅されてループバックされて位相シフトされたレーダー信
号の複数の位相のそれぞれの 1 つに対応する、前記 I ノイズ値を測定することと、
前記プロセッサによってベースバンド Q 信号に対する Q ノイズ値を測定することであ
って、前記 Q ノイズ値の各々が前記増幅されてループバックされて位相シフトされたレー
ダー信号の複数の位相のそれぞれの 1 つに対応する、前記 Q ノイズ値を測定することと、
前記 I ノイズ値と前記 Q ノイズ値との最大ノイズ値を判定することと、
前記 I ノイズ値と前記 Q ノイズ値との最小ノイズ値を判定することと、
前記最大ノイズ値に基づいて無相関位相ノイズを判定することと、
前記最小ノイズ値に基づいて振幅ノイズを判定することと、
を含む、方法。

40

50

【請求項 8】

請求項 7 に記載の方法であって、
前記プロセッサが前記レーダーシステムのノイズ電力推定器である、方法。

【請求項 9】

請求項 7 に記載の方法であって、
前記レーダーシステムの増幅器の入力における電力値を測定することと、
前記増幅器の入力における前記電力値と、前記最大ノイズ値と、前記レーダーシステムのレシーバのレシーバ利得とに基づいて、総無相関位相ノイズを判定することであって、
前記レシーバが前記増幅器を含む、前記総無相関位相ノイズを判定することと、
を更に含む、方法。

10

【請求項 10】

請求項 9 に記載の方法であって、
局部発振器 (LO) 信号の位相ノイズを測定することと、
前記レーダーシステムの導波路ループバックの遅延と、前記 LO 信号の前記位相ノイズと、オフセット周波数とに基づいて、シンセサイザ無相関位相ノイズを判定することと、
を更に含む、方法。

【請求項 11】

請求項 10 に記載の方法であって、
前記総無相関位相ノイズに基づいて及び前記シンセサイザ無相関位相ノイズに基づいてミリメートル波 (mm wave) ノイズを判定することを更に含む、方法。

20

【請求項 12】

請求項 10 に記載の方法であって、
前記振幅ノイズを判定することが、前記増幅器の入力における前記ノイズ値と、前記レシーバ利得とに基づく、方法。

【請求項 13】

請求項 7 に記載の方法であって、
前記最小ノイズ値に対応する最小ノイズ位相シフトを選択することを更に含む、方法。

【請求項 14】

請求項 7 に記載の方法であって、
前記位相シフトを設定することが、前記位相シフトに対して 5 度より小さいステップを設定することを含む、方法。

30

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本願はノイズ測定に関し、より詳細には、レーダーシステムにおけるノイズ測定に関する。

【背景技術】**【0002】**

先進の安全機能に推進されて、オートモティブ産業は、自動車に配備されるセンサやそれに対応するコンピューティング能力の使用を増加させている。衝突警報及び回避、アダプティブクルーズコントロール、車線維持、並びに自動駐車などの多くの応用例において、意思決定及び始動には、周囲をリアルタイムに正確に知覚することが必要である。自動車の周囲についての情報を把握するために、レーダーシステムが用いられ得る。

40

【0003】

レーダーシステムにおいて、トランスミッタがレーダー信号を送信する。その後、レシーバが、送信された信号のエコーを受信する。エコーは、範囲、速度、ターゲットの大きさ、ターゲットの形状、及び角度方向を含め、オブジェクトを感知するために用いられる。受信されたエコー信号は、例えば、振幅ノイズ、無相関位相ノイズ、及び相関位相ノイズなどのノイズを含む。レーダーシステムにおいて、振幅ノイズ及び無相関位相ノイズを測定することが望ましい。

50

【発明の概要】

【0004】

或る実施形態のレーダーシステムが、増幅された信号を生成するため、局部発振器（LO）信号を増幅するための電力増幅器（PA）を含むトランスミッタを含む。また、レーダーシステムはレシーバを含み、レシーバは、LO信号に基づいてI信号を生成し、LO信号に基づいてQ信号を生成するためのIQ生成器と、レシーバ信号を生成するため、ループバックされた信号を増幅するための低ノイズ増幅器（LNA）とを含む。また、レシーバは、ベースバンドI信号を生成するため、レシーバ信号及びI信号を混合するための第1のミキサーと、ベースバンドQ信号を生成するため、レシーバ信号及びQ信号を混合するための第2のミキサーとを含む。また、レーダーシステムは、増幅された信号を、ループバックされた信号として、トランスミッタからレシーバへ誘導するための導波路ループバックを含む。

10

【0005】

レーダーシステムにおけるノイズを測定する或る実施形態の方法が、レーダーシステムの可変位相シフタの位相シフトを設定すること、及び、測定されたI信号を生成するため、プロセッサによって、位相シフトを有する、増幅されループバックされ位相シフトされたレーダー信号のベースバンドI成分を測定することを含む。また、この方法は、測定されたQ信号を生成するため、プロセッサによって、位相シフトを有する、増幅されループバックされ位相シフトされたレーダー信号のベースバンドQ成分を測定することを含む。

【0006】

20

或る実施形態のレーダーシステムが、電力増幅器（PA）、及び、電力増幅器に結合される可変位相シフタを含む。また、レーダーシステムは、低ノイズ増幅器（LNA）と、PA及びLNAを結合する導波路ループバックとを含む。また、レーダーシステムは、LNAに結合される第1の周波数ミキサー、LNAに結合される第2の周波数ミキサー、並びに、第1の周波数ミキサー及び第2の周波数ミキサーに結合されるIQ生成器を含む。

【図面の簡単な説明】

【0007】

【図1A】或る例示のレーダーシステムにおける振幅ノイズ及び位相ノイズの例を図示する。

【図1B】或る例示のレーダーシステムにおける振幅ノイズ及び位相ノイズの例を図示する。

30

【0008】

【図2A】リフレクタの無い例示のレーダーシステムを図示する。

【図2B】リフレクタの無い例示のレーダーシステムを図示する。

【図2C】リフレクタの無い例示のレーダーシステムを図示する。

【0009】

【図3A】リフレクタを備える例示のレーダーシステムを図示する。

【図3B】リフレクタを備える例示のレーダーシステムを図示する。

【0010】

【図4】振幅ノイズ及び無相関位相ノイズを測定するための導波路ループバックを備える例示のレーダーシステムを図示する。

40

【0011】

【図5】導波路ループバックを備える或る例示のレーダーシステムにおけるノイズのグラフを図示する。

【0012】

【図6】振幅ノイズ及び無相関位相ノイズを測定するための導波路ループバックを備える別の例示のレーダーシステムを図示する。

【0013】

【図7】導波路ループバックを備えるレーダーシステムにおいて振幅ノイズ及び位相ノイズを測定する例示の方法のフローチャートを図示する。

50

【 0 0 1 4 】

【 図 8 】導波路ループバックを備えるレーダーシステムにおいて振幅ノイズ及び位相ノイズを測定する別の例示の方法のフローチャートを図示する。

【 0 0 1 5 】

【 図 9 】例示のコンピューティングデバイスを図示する。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 1 6 】

レーダーシステムなどのシステムは、振幅ノイズ (A N)、無相関位相ノイズ (U P N)、及び s y n t h ノイズとしても知られる相関位相ノイズを含む、種々のタイプのノイズを含む。ノイズを含む信号の一例は、

$$V(t) = A(1 + A) \cos(\omega_0 t + u(t) + c(t))$$

であり、ここで、 $V(t)$ は信号であり、 A は信号の振幅であり、 A は振幅ノイズであり、 ω_0 はキャリア周波数であり、 t は時間であり、 u は無相関位相ノイズであり、 c は相関位相ノイズである。

【 0 0 1 7 】

図 1 A 及び図 1 B は、或る例示のレーダーシステムにおける振幅ノイズ及び位相ノイズの例を図示する。図 1 A は、例示のレーダーシステムの振幅ノイズ 1 0 2 を示すグラフ 1 0 0 を図示する。アジレント (Agilent) (商標) 5 0 5 2 B シグナルソースアナライザ (商標) が、振幅ノイズ 1 0 2 を測定する。V D I (商標) ヘッドによって制限される 1 M H z オフセット及びノイズフロアの状態で測定されると、振幅ノイズ 1 0 2 は - 1 3 6 d B c / H z である。異なるレーダーシステムが、異なる量の振幅ノイズを有し得る。上述したように、測定は、ダウンコンバージョンのために用いられる V D I のヘッドのノイズフロアによって制限されるので、アジレント (商標) 5 0 5 2 B シグナルソースアナライザ (商標) によって測定される振幅ノイズは、システム振幅ノイズの真の表示ではない。

【 0 0 1 8 】

図 1 B は、相関位相ノイズ 1 1 2 及び無相関位相ノイズ 1 1 4 を含む位相ノイズを示すグラフ 1 1 0 を図示する。アジレント (商標) 5 0 5 2 B シグナルソースアナライザ (商標) が、相関位相ノイズ 1 1 2 を測定した。相関位相ノイズが無相関位相ノイズを支配するので、無相関位相ノイズ 1 1 4 は測定され得ず、従って、導出または計算される。

【 0 0 1 9 】

レーダーシステムにおいて、振幅ノイズ及び無相関位相ノイズが、性能にとって特に重要であり得る。有限の送信 (T X) / 受信 (R X) 隔離に起因して、バンパー反射が、T X 振幅ノイズ及び無相関位相ノイズがレシーバに漏れることを引き起こし得、これが、受信されるノイズフロアを劣化させる。また、大きな信号条件下の受信は、ノイズフロアがフリッカーアップコンバージョンによってひどく劣化されることを引き起こし得る。こうした問題の重要性を理解するため及びノイズを低減するために、レーダーシステムにおける振幅ノイズ及び無相関位相ノイズを正確に測定することが望ましい。

【 0 0 2 0 】

レーダーシステムの一つのタイプは、連続波 (C W) レーダーシステムである。C W レーダーシステムにおいて、トランスミッタが連続波無線エネルギーを送信し、レシーバがオブジェクトからの反射を受信する。送信が連続的なので、C W レーダーは、ドップラーシフトを用い、電力を最大化する。C W レーダーは、変調されなくてもよく又は周波数変調されてもよい。変調されない C W レーダーは、オブジェクトの動きを検出するが、オブジェクトの距離を測定することはできない。周波数変調された連続波 (F M C W) レーダーは、オブジェクトの距離及び速度を判定するための短 / 中 / 長レンジ測定レーダーである。F M C W レーダーにおいて、送信信号は、のこぎり歯パターンの時間 - 周波数特性を有する線形 F M C W チャープシーケンスである。F M C W レーダーは、先進運転支援システム (A D A S) において有用である。F M C W レーダーシステムにおいて、所定の安定した周波数の送信信号は、変調信号により、一定の時間期間にわたって周波数が変化する。受信信号と送信信号との間の周波数差は、遅延と共に、及びそれゆえ距離と共に、増加

10

20

30

40

50

する。

【 0 0 2 1 】

或る例示のレーダーシステムは、振幅ノイズ及び無相関位相ノイズを測定するために導波路ループバックを用いる。或る例は、外部機器を必要とすることなく、振幅ノイズ及び無相関位相ノイズを測定する。或る実施形態は、ミリメートルレンジの波長のレーダー信号を送信する F M C W レーダー通信トランシーバによって用いられる。

【 0 0 2 2 】

図 2 A ~ 図 2 C は、リフレクタが存在しない F M C W レーダーシステムの特性を図示する。図 2 A は、リフレクタ 1 2 6 を含まないレーダーシステム 1 2 0 を図示する。レーダーシステム 1 2 0 は、局部発振器 (L O) 1 3 3、電力増幅器 (P A) 1 2 2、T X アンテナ 1 2 4、R X アンテナ 1 2 8、低ノイズ増幅器 (L N A) 1 3 0、及び周波数ミキサー 1 3 2 を含む。L O 1 3 3 は L O 信号 1 3 4 を生成する。L O 信号 1 3 4 は、

$$L O = \sin (\quad_1 t + \quad_1)$$

の形式であり、ここで、 t は時間であり、 \quad_1 はキャリア周波数であり、 \quad_1 は L O 1 3 3 の位相ノイズである。P A 1 2 2 は、L O 信号 1 3 4 を増幅して、増幅された信号 1 3 6 を生成する。P A 1 2 2 は、例えば複数のバッファを含む 5 段 P A である、多段 P A であり得る。P A の複数の段が利得及び帯域幅を増加させる一方で、適切な入力及び / 又は出力インピーダンス整合を維持する。例示のレーダーシステムのための出力電力、無相関 P N、及び振幅ノイズの値が図 2 B に示される。図 2 B は、増幅された信号 1 3 6 におけるノイズを示すグラフ 1 4 0 を図示する。増幅された信号 1 3 6 の送信された電力 (P_T) 1 4 8 は 1 0 d B m である。無相関位相ノイズ 1 4 2 は、送信された電力 1 4 8 から - 1 4 0 d B c / H z である、差 1 4 6 である。無相関位相ノイズ 1 4 2 は - 1 3 0 d B m / H z であり、周波数 1 4 4 でピークを有する。T X アンテナ 1 2 4 は、増幅された信号 1 3 6 を送信する。或る例において、T X アンテナ 1 2 4 は、波長の割に比較的大きなアンテナサイズを有する高利得狭帯域幅アンテナである。これらの値は、例示のレーダーシステムに基づく例であり、異なるレーダーシステムでは異なり得る。

【 0 0 2 3 】

R X アンテナ 1 2 8 は受信信号 1 3 8 を受信する。反射がないとき、受信信号 1 3 8 はノイズのみを含む。図 2 C は、受信信号 1 3 8 のグラフ 1 5 2 を図示する。グラフ 1 5 2 は、オブジェクト 1 5 4、P_V を示し、これは、レーダーが対象の単一オブジェクトを見ているときのレーダー動作からの信号である。オブジェクト 1 5 4 は、1 4 d B の R X ノイズフロア 1 5 6 を備える、- 1 6 4 d B m / H z の R X ノイズを有する。

【 0 0 2 4 】

L N A 1 3 0 は受信信号 1 3 8 を増幅して、増幅された受信信号 1 3 9 を生成する。L N A 1 3 0 は、信号対ノイズ比 (S N R) を著しく劣化させることなく、低電力受信信号を増幅する。L N A 1 3 0 は、例えば 3 段 L N A である、多段 L N A であり得る。増幅された受信信号 1 3 9 は、

$$R X = \sin (\quad_2 t + \quad_2)$$

の形式であり、ここで、 t は時間であり、 \quad_2 は受信信号の周波数であり、 \quad_2 は受信信号の位相ノイズである。その後、周波数ミキサー 1 3 2 は、増幅された受信信号 1 3 9 を L O 信号 1 3 4 と合成して、ビート周波数信号である合成信号 1 3 1 を生成する。合成信号 1 3 1 は、

$$\sin ((\quad_1 - \quad_2) t + (\quad_1 - \quad_2))$$

の形式であり、ここで、 t は時間であり、 \quad_1 はキャリア周波数であり、 \quad_2 は受信信号の周波数であり、 \quad_1 は L O 1 3 3 の位相ノイズであり、 \quad_2 は受信信号の位相ノイズである。合成信号 1 3 1 は、例えば、フィルタ、アナログ デジタルコンバータ (A D C)、及びデジタル信号プロセッサ (D S P) (図示せず) によって、デジタル化され得、その後処理され得る。各オブジェクトに対応するビート周波数信号は、レーダートランシーバからのオブジェクトの距離に比例する周波数を有するトーンである。オブジェクトは、ビート周波数信号の高速フーリエ変換 (F F T) を用いること及びノイズフロアから突出

10

20

30

40

50

するピークを識別することによって、識別され得る。また、移動するオブジェクトの場合、ビート周波数信号は、レーダートランシーバとオブジェクトとの間の相対速度に依存するドップラー成分を有する。ドップラー信号は、チャープにわたり第2のFFTを行うことによって得られる。

【0025】

図3A及び図3Bは、リフレクタのあるFMCWレーダーシステムの特性を図示する。図3Bは、リフレクタ162を備えるレーダーシステム160を図示する。PA122は、LO133によって生成されたLO信号134を増幅して、増幅された信号136を生成する。その後、TXアンテナ124は、増幅された信号136を送信信号として送信する。送信信号は、例えば車両のバンパーといった、強力なリフレクタであるリフレクタ162によって反射される。RXアンテナ128は、反射された信号を受信し、受信信号164を生成する。LNA130は、受信信号164を増幅して、増幅された受信信号166を生成する。周波数ミキサー132は、増幅された受信信号166をLO信号134と合成して、合成信号168を生成する。

【0026】

RXアンテナ128は、受信信号164を受信する。図3Bは、受信信号164の電力を示すグラフ170を図示する。線172が、-10dBmである最大の受信電力(P_R)を図示する。線172は、距離174又は-140dBc/Hzであり、-150dBm/HzであるUPNより上にある。線176が、14dBである受信されたノイズフロア(RX NF)を図示する。また、受信電力を図示する曲線178が、オブジェクトによって反射された受信電力を示すピーク171を有する。-140dBc/Hzのノイズが送信信号からキャリアオーバーされ、-150dBm/Hzのノイズフロアを引き起こす。従って、RX NFは24dBである。比較として、強力なリフレクタがないとき、RXのノイズフロアは、システム振幅/無相関位相ノイズに起因して10dB低い。小さなオブジェクトのための最大検出可能レンジと、小さなオブジェクトを、その小さなオブジェクト近辺に一層大きなオブジェクトがある状態で検出する能力に関して、この10dBの劣化は、レーダーシステムにひどく影響する。小さなオブジェクトを検出する能力とは、例えば、10cmのバンパー及び-20dBの反射係数を有する、100mの距離にあるオートバイの検出である。

【0027】

図4は、振幅ノイズ及び無相関位相ノイズを測定するためのFMCWレーダーシステムである、レーダーシステム180を図示する。レーダーシステム180は、トランスミッタ181、ループバック及び位相シフタ186、並びにレシーバ218を含む。トランスミッタ181は、LO216及びPA184を含む。LO216は、LO(t)によって表されるLO信号200を生成する。LO信号は、

$$LO(t) = \cos(\omega_0 t + \phi(t))$$

であり、ここで、 ω_0 はLOのキャリア周波数であり、 t は時間であり、 ϕ はLOの相関位相ノイズである。

【0028】

PA184は、信号LO(t)を増幅して、PA(t)によって与えられる増幅された信号202を生成する。PA184は、振幅ノイズ及び無相関位相ノイズをこの信号に付加する一方、この信号を増幅する。増幅された信号202は、

$$PA(t) = A_{PA}(1 + A_{PN})\cos(\omega_0 t + \phi_{PN}(t) + \phi(t))$$

によって与えられ、ここで A_{PA} はPA信号の振幅であり、 t は時間であり、 A_{PN} はPA184からの振幅ノイズであり、 ω_0 はLO216のキャリア周波数であり、 ϕ_{PN} はPA184の無相関位相ノイズであり、 ϕ はLO216の相関位相ノイズである。

【0029】

ループバック及び位相シフタ186は、可変位相シフト及び遅延を有しており、信号を、トランスミッタ181のPA184からレシーバ218のLNA188へループさせる。ループバック及び位相シフタ186は、信号を、トランスミッタ181からレシーバ

10

20

30

40

50

218へ、所定の遅延及び所定の可変位相シフトで誘導する。ループバックされた信号204は、 P_{in_lna} の電力を有して、LNA188に入る。

【0030】

レシーバ218は、LNA188、IQ生成器182、周波数ミキサー190、及び周波数ミキサー192を含む。LNA188は、ループバックされた信号204を増幅して、レシーバ信号206を生成する。LNA188は、SNRを著しく劣化させることなく低電力受信信号を増幅する。LNA188は、例えば2、3、4、又は5段LNAである、多段LNAであり得る。また、LNA188は、バッファ及び他の要素を含み得る。レシーバ信号206は、

$$RX(t) = A(1 + A) \cos(\omega_0(t - \tau) - \phi + u(t) + c(t - \tau)) \quad 10$$

によって与えられ、ここで、 A は信号振幅であり、 A は振幅ノイズであり、 t は時間であり、 τ はループバック及び位相シフタ186の遅延であり、 ω_0 はキャリア周波数であり、 ϕ はループバック及び位相シフタ186からの位相シフトであり、 u は無相関位相ノイズであり、 c は相関位相ノイズである。

【0031】

信号振幅 A は、 $A = A_{PALG}$ によって与えられ、ここで、 A_{PALG} は増幅された信号202の振幅であり、 G は、トレース損失を含むレシーバ218の利得であり、 L はループバック及び位相シフタ186における損失である。レーダーシステムには、一定値である G の値が知られている。 $RX(t)$ の振幅ノイズ A は、PA184の振幅ノイズ A_{PA} と同じである。また、 $RX(t)$ の無相関位相ノイズは、

$$u(t - \tau) = u(t) = u_{pa}(t) + l_{na}(t) \quad 20$$

によって与えられ、ここで、 u_{pa} はPA184の無相関ノイズであり、 l_{na} はLNA188の無相関位相ノイズである。

【0032】

IQ生成器182は、 $LO(t)$ であるLO信号200のために、 $LO_I(t)$ である同相(I)信号210と、 $LO_Q(t)$ である直交(Q)信号208とを生成する。Q信号208は、

$$LO_Q(t) = \sin(\omega_0 t + c(t)) \quad 30$$

によって与えられる信号であり、ここで、 ω_0 はLO216のキャリア周波数であり、 t は時間であり、 c はLO216の相関位相ノイズである。同様に、I信号210は、

$$LO_I(t) = \cos(\omega_0 t + c(t))$$

によって与えられる。

【0033】

周波数ミキサー192は、I信号210をレシーバ信号206と合成して、

$$BB_I(t) = A(1 + A) \cos(\omega_0 + \phi + u(t) + c(t) - c(t - \tau)) \quad 40$$

によって与えられる、 $BB_I(t)$ であるベースバンドI信号212を生成し、ここで、 A は信号振幅であり、 A は振幅ノイズであり、 t は時間であり、 τ はループバック及び位相シフタ186の遅延であり、 ω_0 はキャリア周波数であり、 ϕ はループバック及び位相シフタ186からの位相シフトであり、 u は無相関位相ノイズであり、 c は相関位相ノイズである。同様に、周波数ミキサー190は、Q信号208をレシーバ信号206と合成して、

$$BB_Q(t) = A(1 + A) \sin(\omega_0 + \phi + u(t) + c(t) - c(t - \tau))$$

によって与えられる、 $BB_Q(t)$ である信号ベースバンドQ信号214を生成し、ここで、 A は信号振幅であり、 A は振幅ノイズであり、 t は時間であり、 τ はループバック及び位相シフタ186の遅延であり、 ω_0 はキャリア周波数であり、 ϕ はループバック及び位相シフタ186からの位相シフトであり、 u は無相関位相ノイズであり、 c は相関位相ノイズである。ループバック及び位相シフタ186は、ユーザによって調節され得る可変位相シフトを含む。

【0034】

ループバック及び位相シフタ186を構成することによって、 $(\theta_0 + \theta)$ の値は変更され得る。或る例において、位相ノイズと振幅ノイズを分離するために、ループバック及び位相シフタ186の位相シフトは、 $\theta_0 + \theta = 0$ であるように選択される。位相シフトにおけるこの条件により、Iチャンネルのベースバンド出力は、

$$BB_I(t) = A(1 + A) \cos(\theta_0 + \theta + u(t) + c(t) - c(t - \tau))$$

によって与えられる。 $\theta_0 + \theta = 0$ のとき、Iチャンネルのベースバンド出力は、

$$BB_I(t) = A(1 + A) \cos(u(t) + c(t) - c(t - \tau))$$

である。 $(u(t) + c(t) - c(t - \tau))$ の値が非常に小さな値なので、
 $\cos(u(t) + c(t) - c(t - \tau)) = 1$ である。従って、Iチャンネルのベースバンド出力は、 $BB_I(t) = A(1 + A)$ であり、これは振幅ノイズのみである。

【0035】

同様に、Qチャンネルのベースバンド出力は、

$$BB_Q(t) = A(1 + A) \sin(\theta_0 + \theta + u(t) + c(t) - c(t - \tau))$$

によって与えられる。 $\theta_0 + \theta = 0$ のとき、Qチャンネルのベースバンド出力は、

$$BB_Q(t) = A(1 + A) \sin(u(t) + c(t) - c(t - \tau))$$

である。 $(u(t) + c(t) - c(t - \tau))$ の値が非常に小さな値なので、

$$\sin(u(t) + c(t) - c(t - \tau)) = (u(t) + c(t) - c(t - \tau))$$

である。

従って、Qチャンネルのベースバンド出力は、おおよそ、

$$A(1 + A)(u(t) + c(t) - c(t - \tau))$$

である。

【0036】

同等に、Qチャンネルのベースバンド出力は、おおよそ、

$$A(u(t) + c(t) - c(t - \tau)) + A(u(t) + c(t) - c(t - \tau))$$

である。 A と $(u(t) + c(t) - c(t - \tau))$ の両方が小さな数なので、この2つの乗算は非常に小さな数である。従って、Qチャンネルのベースバンド出力は、おおよそ、 $A(u(t) + c(t) - c(t - \tau))$ であり、これは位相ノイズである。この例では、振幅ノイズは、 $AN = A = A_{PA}$ によって与えられ、ここで、 A_{PA} はPA184の振幅ノイズである。また、この例では、位相ノイズは、 $PN = u(t) + c(t) - c(t - \tau)$ である。また、この例では、ベースバンドI信号が位相ノイズのみを有し、ベースバンドQ信号が振幅ノイズのみを有する。

【0037】

別の例において、ループバック及び位相シフタ186の位相シフトは、 $\theta_0 + \theta = 90^\circ$ であるように選択される。そうすると、振幅ノイズは、 $BB_Q(t)$ 上にあり、位相ノイズは $BB_I(t)$ 上にある。Iチャンネルのベースバンド出力は、おおよそ、 $A(u(t) + c(t) - c(t - \tau))$ である。

また、Qチャンネルのベースバンド出力は、おおよそ、 $A(1 + A)$ である。この例では、ベースバンドI信号は位相ノイズのみを有し、ベースバンドQ信号は振幅ノイズのみを有する。前述の例で示されるように、位相シフトにおける 90° 回転毎に、振幅ノイズ条件及び位相ノイズ条件は、IチャンネルとQチャンネルとの間で交互になる。

【0038】

種々の位相シフトにわたってベースバンドIノイズレベル及びベースバンドQノイズレベルを測定するために、ループバック及び位相シフタ186の位相シフトは、規則的な間隔で、例えば5度未満のステップで変更され得る。いくつかの実施形態において、例えば1度である、位相シフトにおける一層小さなステップが用いられ得る。ベースバンドIチ

10

20

30

40

50

ヤネル及びベースバンドQチャネルの、 dBFS/Hz 単位でのノイズ電力スペクトル密度は、位相シフトに対してプロットされる。Iチャネル或いはQチャネルに対するノイズ電力スペクトル密度(PSD)の最大は N_{max} であり、ノイズPSDの最小は N_{min} である。

【0039】

無相関位相ノイズは、

$$UPN_{\text{total}} = P_{\text{in_lna}} - N_{\text{max}} + 10 - G - 6$$

によって与えられ、ここで、 $P_{\text{in_lna}}$ はループバックされた信号204における電力であり、 N_{max} はPSDの最大であり、10は、 dBm から dBFS への変換を表し、Gは、レシーバの入力におけるノイズを得るために減算され、振幅ノイズ又は位相ノイズなどの両側波帯ノイズに対してトーンをダウンコンバートするときの2のスケールファクタに起因して、6が減算される。また、振幅ノイズは

$$AN = P_{\text{in_lna}} - N_{\text{min}} + 10 - G - 6$$

によって与えられる。

【0040】

シンセサイザ無相関位相ノイズは、

$$UPN_{\text{SYNTH}} = PN_{\text{SYNTH}} + 20 \log_{10}(2 \sin(\theta_0 / 2))$$

によって与えられ、ここで、 PN_{SYNTH} は、LO信号200の測定された位相ノイズであり、 θ_0 はLO信号216の周波数であり、 θ_0 は、ループバック及び位相シフト186によってもたらされる遅延である。

【0041】

UPN_{total} は、 UPN_{SYNTH} 及び UPN_{mmwave} に起因する総ノイズ電力である。 mmwave 無相関位相ノイズは、

$$UPN_{\text{mmwave}} = UPN_{\text{total}} - UPN_{\text{SYNTH}}$$

によって計算され得る。

【0042】

下記の表1は、例示のレーダーシステムに対する位相シフト、位相値、Iノイズ値、Qノイズ値、及び $I + jQ$ ノイズ値を図示する。また、図5は、I値、Q値、及び、 $I + jQ$ ノイズ値対位相シフトのためのグラフ220を図示する。曲線222がIノイズ値を示し、曲線224がQノイズ値を示し、曲線226が $I + jQ$ ノイズ値を示す。Iチャネル上又はQチャネル上のノイズPSDの最大 N_{max} は位相ノイズに対応し、Iチャネル上又はQチャネル上のノイズPSDの最小 N_{min} は振幅ノイズに対応する。 N_{max} の値は $-125.03 \text{ dBFS}/\text{Hz}$ であり、 N_{min} の値は $-108.4 \text{ dBFS}/\text{Hz}$ である。この例では、 $P_{\text{in_lna}}$ は -13.333 dBm であり、 78 GHz のキャリア周波数 f_0 を有する。測定された統合されたノイズ値 PN_{SYNTH} は $-92 \text{ dBc}/\text{Hz}$ である。また、振幅 A_{PA} の値は 8 dBm である。 $\text{LNA}250$ に対して 42 dB の利得設定の状態、レシーバ導波路ポートにおいて測定される、トレース損失を含む利得Gは、 36 dB である。また、範囲は、 $50 \text{ ns}/\mu\text{s}$ の傾斜及び2ギガヘルツ帯域幅チャープに対して 0.2622 であると測定される。ランブテストによって測定された遅延 τ は 1.748 ns である。

$$CF = 20 \log_{10}(2 \sin(\theta_f))$$

によって与えられる相関関数(CF)は、 -39.19 dB である。これにより、 $-131.19 \text{ dBc}/\text{Hz}$ の UPN_{SYNTH} の値が導かれる。 LNA における振幅ノイズは $-151.63 \text{ dBm}/\text{Hz}$ であり、 LNA における無相関位相ノイズは $-135 \text{ dBm}/\text{Hz}$ である。ノイズ折り返し係数は、ベースバンドにおいて 1 MHz まで折り返す他のキャリア上のノイズであり、6である。また、 dBFS/Hz から dBm/Hz への変換係数は10である。振幅ノイズは $-144.296 \text{ dBc}/\text{Hz}$ である。総無相関位相ノイズは $-127.666 \text{ dBc}/\text{Hz}$ であり、 synth 無相関位相ノイズは $-131.19 \text{ dBc}/\text{Hz}$ であり、 mmwave 無相関位相ノイズは $-130.217 \text{ dBc}/\text{Hz}$ である。

10

20

30

40

50

Table 1

Phase Shift 位相 シフト	Phase Value 位相値	I (dBFS/Hz)	Q (dBFS/Hz)	I+jQ (dBFS/Hz)
0	-114	-117.38	-108.83	-114.7
0.01	-106	-115.26	-109.91	-114.7
0.02	-100	-114.48	-110	-114.7
0.025	-97.4	-113.69	-110.4	-114.7
0.03	-95	-112.77	-111.17	-114.7
0.04	-90	-112.48	-111.65	-114.7
0.05	-85	-112.04	-113.04	-114.7
0.06	-81.4	-111.28	-114.36	-114.7
0.07	-76.9	-110.65	-114.63	-114.7
0.08	-72.4	-111.38	-116.09	-114.7
0.1	-63.27	-110.31	-118.43	-114.7
0.11	-58.885	-109.53	-119.88	-114.7
0.12	-54.5	-109.51	-121.75	-114.7
0.14	-45.8	-109.56	-125.03	-114.7
0.16	-36.9	-109.27	-124.51	-114.7
0.18	-28.34	-108.38	-120.51	-114.7
0.2	-19.7	-109.49	-118.45	-114.7
0.22	-11.069	-109.78	-115.69	-114.7
0.25	1.77	-110.82	-112.73	-114.7
0.28	12.138	-111.64	-110.4	-114.7
0.3	22	-113.3	-109.55	-114.7
0.325	31.5	-116.14	-108.8	-114.7
0.34	37.2	-118.37	-108.4	-114.7
0.35	41	-120.05	-108.5	-114.7

【 0 0 4 3 】

或る例において、図 4 に図示されるレーダーシステム 1 8 0 に類似するレーダーシステム上でシミュレーションが行われる。このシミュレーションでは、 c は -92 dBc/Hz である。PA 振幅 A_{PA} は 8 dBm であり、PA 振幅ノイズの値 A_{PA} は -144.5 dBc/Hz であり、PA のための無相関位相ノイズの値 u_{pa} は -140 dBc/Hz であり、相関ノイズの値 c は -92 dBc/Hz である。ループバック 2 4 8 において、損失 L は -21.3 dB であり、遅延 τ は 1.7 ns である。従って、 A_{PAL} の値は -13.3 dBm であり、 $A_{PAL} A_{PA}$ の値は -157.18 dBm/Hz である。LNA 1 8 8 において、 UPN_{LNA} は -143.5 dBm/Hz であり、 CF は -39.19 dB である。また、 $A_{PAL} u_{PA}$ は -153.3 dBm/Hz であり、 $A_{PAL} c$ は -105.3 dBm/Hz である。また、利得 G は 36.6 であり、レシーバ及び I/Q 生成器の低ノイズフロアは 30.5 である。レシーバ信号 2 0 6 は、
 $R_X(t) = A(1 + A) \cos(\omega_0(t - \tau) - \phi + u(t) + c(t - \tau))$

によって与えられ、ここで、 $A = A_{PALG}$ であり、 $A = A_{PA}$ である。また、

$$u(t -) = u(t) = u_{pa}(t) + \ln a(t)$$

である。振幅ノイズは、 $-125.2 \text{ dBFS} / \text{Hz}$ であると計算され、無相関位相ノイズは、 $-108.4 \text{ dBFS} / \text{Hz}$ であると計算される。その後、統合されたUPNは、 $111.9 \text{ dBFS} / \text{Hz}$ であると計算され、mmwave UPNは、 $-110.9 \text{ dBFS} / \text{Hz}$ であると計算される。

【0044】

図6はレーダーシステム240を図示する。レーダーシステム240は、トランスミッタ241、ループバック248、及びレシーバ278を含む。レーダーシステム240において、外部LO(図示せず)と、位相シフタ244である内部位相シフタとが用いられる。例えば20GHz外部LOである低位相ノイズLOである外部LOが、入力LO信号258を生成する。外部LOの使用は、相関位相ノイズを低減又はなくし、無相関位相ノイズの測定の精度を改善する。局部LOが用いられるとき、少量の間で減算が行われ、場合によっては、無相関位相ノイズの計算において大きな誤差となる。トランスミッタ241は、位相シフタ244及びPA246を含む。内部可変位相シフタである位相シフタ244は、入力LO信号258を位相シフトして、LO信号262を生成する。また、位相シフタ244は、ノイズ電力推定器256から制御信号260を受信する可変位相シフタである。PA246は、LO信号262を増幅して、 $PA(t)$ で示される増幅された信号264を生成する。

【0045】

ループバック248は、ループバックされた信号266を、トランスミッタ241からレシーバ278へループさせる。ループバック248は、所定の遅延を有する。

【0046】

レシーバ278は、LNA250、IQ生成器242、周波数ミキサー252、周波数ミキサー254、及びノイズ電力推定器256を含む。LNA250は、ループバックされた信号266をループバック248から受信し、ループバックされた信号266を増幅して、 $RX(t)$ で示されるレシーバ信号268を生成する。

【0047】

IQ生成器242は、LO信号258から、 $LO_I(t)$ であるI信号272及び $LO_Q(t)$ であるQ信号270を生成する。その後、周波数ミキサー254は、I信号272をレシーバ信号268と合成して、 BB_I であるベースバンドI信号276を生成する。同様に、周波数ミキサー252は、Q信号270をレシーバ信号268と合成して、 BB_Q であるベースバンドQ信号274を生成する。

【0048】

ノイズ電力推定器256は、複数の位相シフトのためにベースバンドI信号276及びベースバンドQ信号274を測定する。各位相シフトに対し、ノイズ電力推定器256は、Iノイズ値及びQノイズ値を測定し、 $I + jQ$ ノイズ値を判定する。ここで、IはIノイズ値であり、QはQノイズ値である。また、ノイズ電力推定器256は、位相シフトをステップスルーするため又は最適の位相シフトを選択するために、制御信号260を用いて位相シフタ244の位相シフトを制御する。また、ノイズ電力推定器256は、最大ノイズ、最大ノイズに対応する位相シフト、最小ノイズ、及び最小ノイズに対応する位相シフトを判定する。ノイズ電力推定器256は、最高SNRを有する位相シフトを見つけるために、種々の位相シフトを繰り返し(cycle through)得る。

【0049】

他の実施形態において、位相シフタ244によってデジタル位相シフトが行われる。位相シフトを信号に適用するために、デジタル位相シフタがデジタルにプログラムされる。

【0050】

種々の位相シフトにわたってベースバンドIノイズレベル及びベースバンドQノイズレベルを測定するために、ループバック及び位相シフタ186の位相シフトは、規則的な間隔で、例えば5度未満のステップで変更され得る。いくつかの実施形態において、例えば

1度である、位相シフトにおける一層小さなステップが用いられ得る。ベースバンドIチャネル及びベースバンドQチャネルの、 dBFS/Hz 単位でのノイズ電力スペクトル密度は、位相シフトに対してプロットされる。ノイズPSDの最大は N_{max} であり、ノイズPSDの最小は N_{min} である。

【0051】

前の例と同様に、 $BB_I(t)$ 及び $BB_Q(t)$ のための式が、図6によって図示されるレーダーシステム240のために導出され得る。Iチャネルのベースバンド出力の値は、 $BB_I = A(1 + A) \cos(\theta_0 + \theta_u(t))$ によって与えられる。 $\theta_0 + \theta_u = 0$ のとき、Iチャネルのベースバンド出力は、 $BB_I(t) = A(1 + A) \cos(\theta_u(t))$ によって与えられる。 $\theta_u(t)$ が非常に小さな値なので、 $\cos(\theta_u(t))$ の値はおおよそ1である。従って、Iチャネルのベースバンド出力は、おおよそ、 $A(1 + A)$ であり、これは振幅ノイズのみである。

10

【0052】

同様に、Qチャネルのベースバンド出力は、 $BB_Q(t) = A(1 + A) \sin(\theta_0 + \theta_u(t))$ である。 $\theta_0 + \theta_u = 0$ のとき、Qチャネルのベースバンド出力は、 $BB_Q(t) = A(1 + A) \sin(\theta_u(t))$ である。 $\theta_u(t)$ が非常に小さな値なので、 $\sin(\theta_u(t)) \approx \theta_u(t)$ である。従って、Qチャネルのベースバンド出力は、おおよそ $A(1 + A)(\theta_u(t))$ である。Qチャネルのベースバンド出力は、その後、 $A(\theta_u(t)) + A(\theta_u(t))$ によって概算され得る。 A 及び $\theta_u(t)$ がいずれも小さな数なので、この2つの小さな数の乗算は非常に小さい。その後、Qチャネルのベースバンド出力は $A \theta_u(t)$ としてさらに概算され得、これは位相ノイズのみである。

20

【0053】

$\theta_0 + \theta_u = 90^\circ$ のとき、Iチャネルのベースバンド出力は、おおよそ、 $A \theta_u(t)$ であり、Qチャネルのベースバンド出力は、おおよそ、 $A(1 + A)$ である。

30

【0054】

無相関位相ノイズは、 $UPN_{\text{total}} = P_{\text{in_lna}} - N_{\text{max}} + 10 - G - 6$ によって与えられ、ここで、 $P_{\text{in_lna}}$ は、ループバックされた信号204における電力であり、 N_{max} はPSDの最大であり、10は dBm から dBFS への変換を表し、Gは、レシーバの入力におけるノイズを得るために減算され、振幅ノイズ又は位相ノイズなどの両側波帯ノイズに対してトーンをダウンコンバートするときの2のスケールファクタに起因して、6が減算される。また、振幅ノイズは、 $AN = P_{\text{in_lna}} - N_{\text{min}} + 10 - G - 6$ によって与えられる。LO信号が外部信号によって供給されるので、 PN_{SYNTH} は無視してよく、それゆえ、SYNTHからの無相関位相ノイズも無視してよい。シンセサイザ無相関位相ノイズは $UPN_{\text{SYNTH}} \sim 0$ によって与えられる。この場合の総無相関位相ノイズは、 mmwave 無相関位相ノイズであり、 $UPN_{\text{mmwave}} = UPN_{\text{total}}$ によって与えられる。

40

【0055】

図7は、或るFMCWレーダーシステムにおいてノイズを測定する例示の方法のためのフローチャート280を図示する。ブロック281において、レーダーシステムは可変位相シフタの位相シフトを設定する。これは、ノイズ電力推定器が制御信号を可変位相シフタに送ることによって、又は、可変位相シフタの位相シフトを手動で若しくは自動で調節

50

することによって、成され得る。

【 0 0 5 6 】

ブロック 2 8 2 において、レーダーシステムが L O 信号を生成する。L O 信号は、レーダーシステムのトランスミッタに埋め込まれた L O によって、局所的に生成され得る。別の例において、L O 信号は外部で生成され、入力 L O 信号と呼ばれ得る。L O 信号は関連位相ノイズを有し得る。

【 0 0 5 7 】

ブロック 2 8 4 において、レーダーシステムのトランスミッタの P A が、L O 信号を増幅して、増幅された信号を生成する。或る実施形態において、P A は多段 P A であり、例えば 2 段 P A、3 段 P A、4 段 P A、5 段 P A、6 段 P A、又はより多数の段を備える P A である。P A は、バッファ及び他の要素を含み得る。また、P A は、利得と共に、振幅ノイズ及び無相関位相ノイズを生成し得る。

10

【 0 0 5 8 】

ブロック 2 8 6 において、レーダーシステムの位相シフトが、増幅された信号の位相を所定の位相シフトによってシフトして、位相シフトされた信号を生成する。或る実施形態において、位相シフトは調節可能であり、複数の所定の位相シフト値が用いられる。いくつかの実施形態において、L O 信号を生成するレーダーシステムのトランスミッタにおいて、ブロック 2 8 4 における増幅の前に位相シフトが行われる。他の実施形態において、ブロック 2 8 4 における増幅の後に位相シフトが行われ、増幅は、レーダーシステムの導波路ループバックにおいて、トランスミッタの外の位相シフトによって行われる。一例において、位相シフトはアナログ位相シフトである。別の例において、位相シフトはデジタル位相シフトである。

20

【 0 0 5 9 】

ブロック 2 8 8 において、導波路ループバックが、位相シフトされた信号を、レーダーシステムのトランスミッタからレーダーシステムのレシーバに、ループバックされた信号として、m m w a v e 導波路ループバックを用いてループバックさせる。ループバックされた信号は、所定の位相シフトと共に所定の遅延を有する。また、導波路ループバックは、損失を信号に導入する。

【 0 0 6 0 】

ブロック 2 9 0 において、レーダーシステムのレシーバの L N A が、ブロック 2 8 8 において生成されたループバックされた信号を増幅して、レシーバ信号を生成する。L N A は多段 L N A であり得る。例えば、L N A は、2 段 L N A、3 段 L N A、4 段 L N A、5 段 L N A、又はより多数の段を備える L N A であり得る。L N A は、バッファなどの付加的要素を含み得る。L N A は、付加的な利得と共に、付加的な無相関位相ノイズを信号に導入する。

30

【 0 0 6 1 】

ブロック 2 9 2 において、I Q 生成器が、I 成分を L O 信号から分離して I 信号を生成する。また、I Q 生成器は、Q 成分を L O 信号から分離して、Q 信号を生成する。

【 0 0 6 2 】

ブロック 2 9 8 において、周波数ミキサーが、ブロック 2 9 0 において L N A によって増幅されたレシーバ信号を、ブロック 2 9 2 において生成された Q 信号と混合して、ベースバンド Q 信号を生成する。その後、ブロック 3 0 2 において、システムは、ベースバンド Q 信号を、測定された Q 信号として測定する。測定は、レーダーシステムによって、例えばレーダーシステムのノイズ電力推定器によって行われ得る。別の例において、信号は、外部から、例えば信号アナライザによって、測定される。

40

【 0 0 6 3 】

同様に、ブロック 2 9 4 において、別の周波数ミキサーが、ブロック 2 9 0 からのレシーバ信号を、ブロック 2 9 2 において生成された I 信号と混合して、ベースバンド I 信号を生成する。その後、ブロック 2 9 6 において、レーダーシステムは、ベースバンド I 信号を、測定された I 信号として測定する。測定は、レーダーシステムによって、例えばレ

50

レーダーシステムのノイズ電力推定器によって、行われ得る。別の例において、信号は、外部から、例えば信号アナライザによって、測定される。

【 0 0 6 4 】

ブロック 3 0 6 において、レーダーシステムはノイズ分析を行う。例えば、レーダーシステムは、ベースバンド Q 信号対位相シフト値をプロットし得る。また、レーダーシステムは、ベースバンド I 信号対位相シフトをプロットし得る。また、システムは、付加的な分析を行い得る。例えば、レーダーシステムは、最大及び最小の I ノイズ値及び Q ノイズ値を計算し得る。これらの値から、レーダーシステムは、振幅ノイズ及び無相関位相ノイズを計算し得る。一例において、レーダーシステムが、ブロック 2 9 6 からの測定された I 信号とブロック 3 0 2 からの測定された Q 信号とに基づいて、総ノイズを判定する。総ノイズは、 $I + j Q$ と等しく、ここで、I は測定された I 信号であり、Q は測定された Q 信号である。一実施形態において、分析は、レーダーシステムによって、例えばノイズ電力推定器の一部として行われる。別の例において、分析は、外部から、例えば汎用コンピュータ上で、又はデジタル信号プロセッサ (DSP) などの特化されたコンピューティングデバイス上で行われる。

10

【 0 0 6 5 】

ブロック 3 0 8 において、レーダーシステムは、測定された I 信号及び測定された Q 信号に基づいて位相シフトを調節する。一実施形態において、位相シフトは手動で調節される。別の例において、位相シフトは、自動で、例えば、ノイズ電力推定器が可変位相シフタのために制御信号を生成することによって、調節される。位相シフタは、ノイズの最大及び最小を見つけるために、複数のステップをステップスルーされ得る。例えば、位相は、例えば 1 度、2 度、3 度、又は 4 度のステップである 5 度未満の増分でステップされる。一実施形態において、最小ノイズに対する位相シフトをより良好に判定するために、一層小さな位相のステップがノイズ最小近辺で用いられる。最小ノイズに対する位相が判定されると、その位相が、性能を改善するために用いられ得る。

20

【 0 0 6 6 】

図 8 は、或るレーダーシステムにおいてノイズを判定する例示の方法のためのフローチャート 3 1 0 を図示する。ブロック 3 1 2 において、レーダーシステムは、可変位相シフタのための位相シフト値を設定する。一実施形態において、位相シフト値は手動で設定される。別の例において、位相シフト値は、自動で、例えば、ノイズ電力推定器による位相シフト制御信号出力に基づいて、又は別の制御信号によって、設定される。

30

【 0 0 6 7 】

ブロック 3 1 4 において、レーダーシステムは、ベースバンド I 信号及びベースバンド Q 信号を別個に測定する。レーダーシステムは、ループバックされた信号を、レーダーシステムのトランスミッタからレーダーシステムのレシーバへ、所定の遅延及び所定の可変位相シフトでループバックする。レーダーシステムは、ループバックされた信号を、LO 信号から生成される I 信号及び Q 信号を用いて変調する。レーダーシステムは、ベースバンド I 信号を、ベースバンド Q 信号とは別個に測定する。レーダーシステムは、測定された I 信号及び測定された Q 信号を、例えば ADC を用いて、アナログからデジタルに変換し得る。レーダーシステムは、デジタル信号を、例えば DSP を用いて又は汎用コンピュータによって、処理し得る。また、レーダーシステムは、測定された I 信号及び測定された Q 信号を、後の分析のためにメモリに記憶し得る。また、レーダーシステムは、その他の測定を成し得る。例えば、レーダーシステムは、 P_{in_lna} の値を得るために、LNA の入力における電力レベルを測定し得る。また、レーダーシステムは、LO 信号の位相ノイズを測定し得る。また、レーダーシステムは、 の値を測定し得る。

40

【 0 0 6 8 】

ブロック 3 1 6 において、レーダーシステムは、付加的なベースバンド I 信号及びベースバンド Q 信号を測定するために用いられる付加的な位相値があるかどうかを判定する。一例において、レーダーシステムは、位相シフト値をステップスルーする。位相シフト値は、5 度より小さいステップで調節され得る。一実施形態において、位相シフトステップ

50

は動的に調節される。例えば、一層大きなステップが初期的にとられ、一層小さなステップが、予測される最小又は最大の近辺で用いられ得る。付加的な位相シフト値があるとき、次の位相遅延値を設定するために、レーダーシステムはブロック 312 に戻る。他方、付加的な位相遅延値がないとき、レーダーシステムはブロック 318 に進む。

【0069】

ブロック 318 において、レーダーシステムはノイズ分析を行う。例えば、ブロック 296 を用いて I チャネル上で計算されるノイズと、ブロック 302 を用いて Q チャネル上で計算されるノイズとから、種々の遅延値で、ノイズの最小 (N_{min})、最小ノイズ値に対応する位相シフト、ノイズの最大 (N_{max})、及び最大ノイズ値に対応する位相シフトが判定される。 N_{min} の値は振幅ノイズに対応し、 N_{max} の値は無相関位相ノイズに対応する。振幅ノイズは、式

$$AN = P_{in_lna} - N_{min} + 10 - G - 6$$

を用いて計算され得、ここで、 P_{in_lna} は、LNA の入力におけるノイズ値であり、G は利得であり、 N_{min} は最小ノイズである。

【0070】

また、無相関位相ノイズは、式

$$UPN_{total} = P_{in_lna} - N_{max} + 10 - G - 6$$

に基づいて計算される。統合された位相ノイズは、

$$UPN_{SYNTH} = \phi_c + 20 \log_{10} \left(2 \sin \left(\frac{\omega_{offset} \tau}{2} \right) \right)$$

であると判定され得、ここで、 τ は遅延であり、 ω_{offset} はオフセット周波数であり、 ϕ_c は相関位相ノイズである。相関位相ノイズは PA の入力において測定され得る。また、mmwave 無相関位相ノイズは、

$$UPN_{mmwave} = UPN_{total} - UPN_{SYNTH}$$

であると判定され得る。或る例において、レーダーシステムは、総ノイズを $I + jQ$ であると計算し得、ここで、I は測定された I 信号であり、Q は測定された Q 信号である。

【0071】

図 9 は、コンピューティングデバイス 380 のブロック図を図示する。コンピューティングデバイス 380 は、分析及び制御工程を行うために用いられ得る。例えば、コンピューティングデバイス 380 は、フローチャート 310 のブロック 312、316、及び 318 を行うために用いられ得る。少なくとも一つの例において、コンピューティングデバイス 380 は汎用コンピュータである。他の例において、コンピューティングデバイス 380 は、特定用途向け集積回路 (ASIC) など、特定のタスク又はタスクのセットを実行するプログラムされたマシンである。別の例において、コンピューティングデバイス 380 は、埋め込まれた命令を備えるマイクロコントローラである。コンピューティングデバイス 380 は、DSP であり得る。コンピューティングデバイス 380 は、データ及びマシン読出し可能命令を記憶するためのメモリ 382 を含む。メモリ 382 は、測定値などのその他の情報を記憶し得る。また、コンピューティングデバイス 380 は、メモリ 382 にアクセスし、マシン読出し可能命令を実行する、処理ユニット 384 を含む。メモリ 382 は、非一時的コンピュータ読出し可能記憶媒体である。いくつかの例において、メモリ 382 は、ランダムアクセスメモリなどの揮発性メモリ、ハードディスクドライブ、ソリッドステートドライブ、若しくはフラッシュメモリなどの不揮発性メモリ、又はそれらの組み合わせである。

【0072】

また、コンピューティングデバイス 380 は、I/O デバイス 381 との相互作用のために入力/出力 (I/O) インターフェース 383 を含む。I/O デバイス 381 は、モニタ、タッチスクリーンディスプレイ、マウス、キーボード、プリンタ、又は、信号アナ

10

20

30

40

50

ライザ若しくはコントローラなどのその他のＩ／Ｏデバイスであり得る。処理ユニット３８４は、例えばｘ８６、ＡＲＭ、又はＤＳＰである、一つ又は複数のプロセッサコアとして実装される。或る実施形態において、コンピューティングデバイス３８０は、ネットワーク３８８上で通信するためのネットワークインターフェース３８６を含む。実施形態には、ネットワークを介して通信する複数のコンピューティングデバイスが含まれ得る。ネットワークインターフェース３８６は、ネットワークインターフェースカード（ＮＩＣ）として実装され得る。いくつかの例において、ネットワーク３８８は、パブリックネットワーク、プライベートネットワーク、又はそれらの組み合わせとして実装され得る。いくつかの例において、コンピューティングデバイス３８０はクラウドコンピューティングにおいて実装される。

10

【 ０ ０ ７ ３ 】

特許請求の範囲内で、説明される実施形態における改変が可能であり、他の実施形態が可能である。

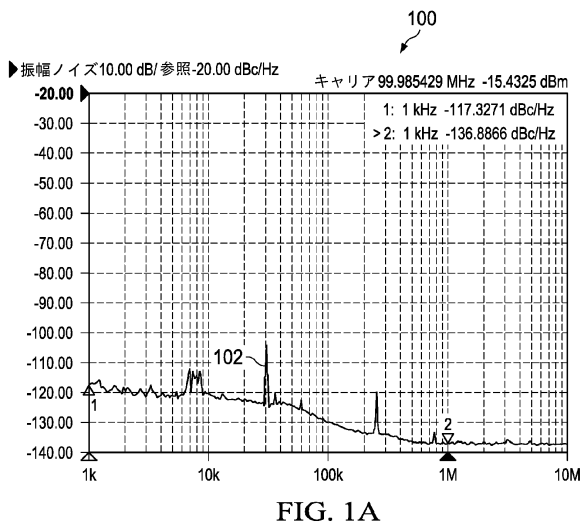
20

30

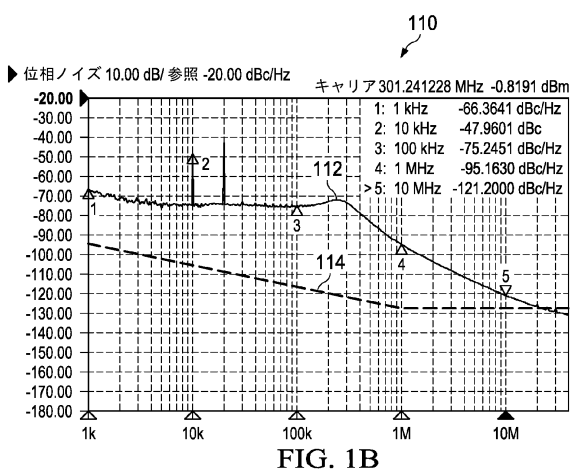
40

50

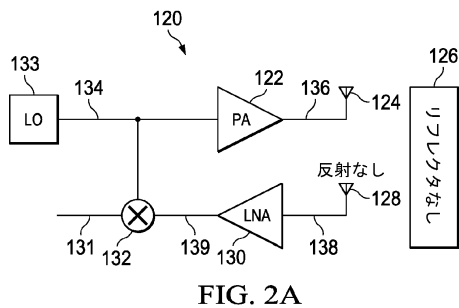
【図面】
【図 1 A】



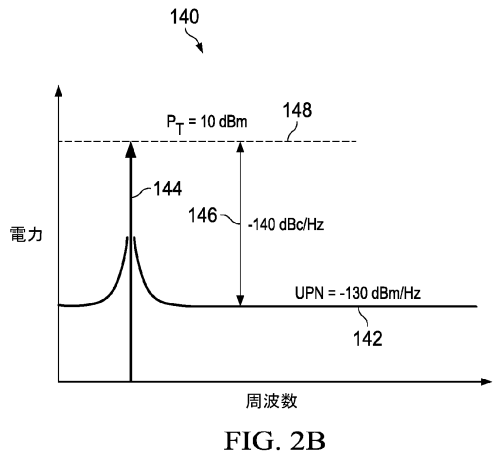
【図 1 B】



【図 2 A】



【図 2 B】



10

20

30

40

50

【図 2 C】

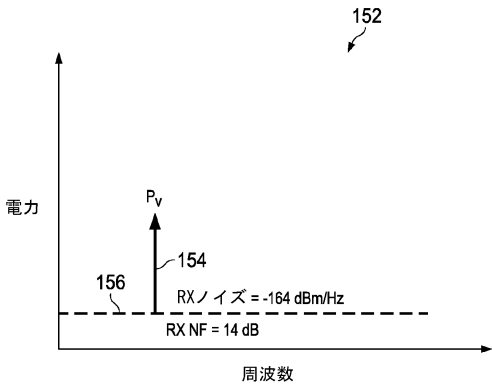


FIG. 2C

【図 3 A】

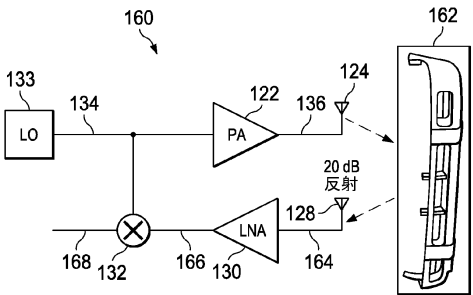


FIG. 3A

10

【図 3 B】

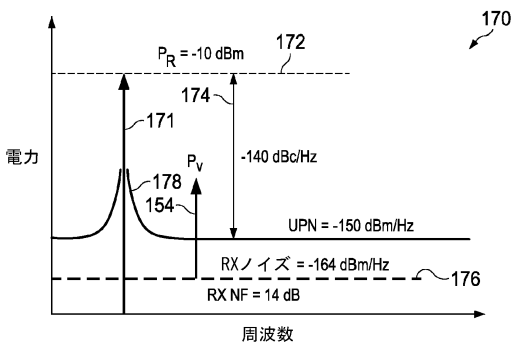


FIG. 3B

【図 4】

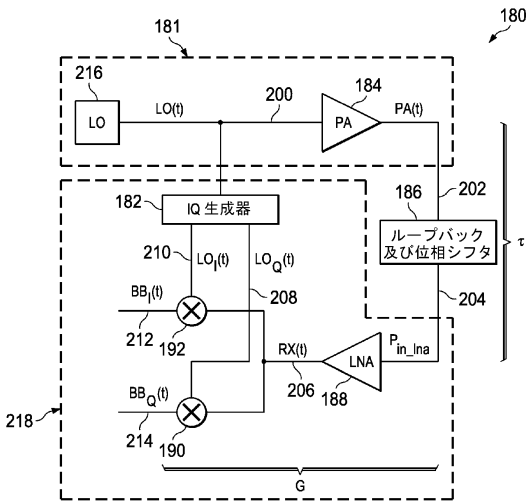


FIG. 4

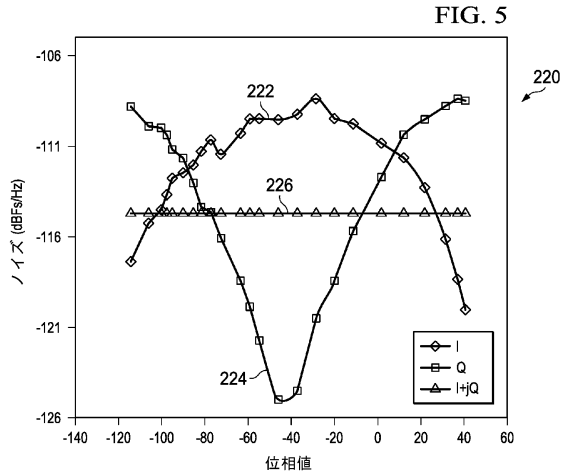
20

30

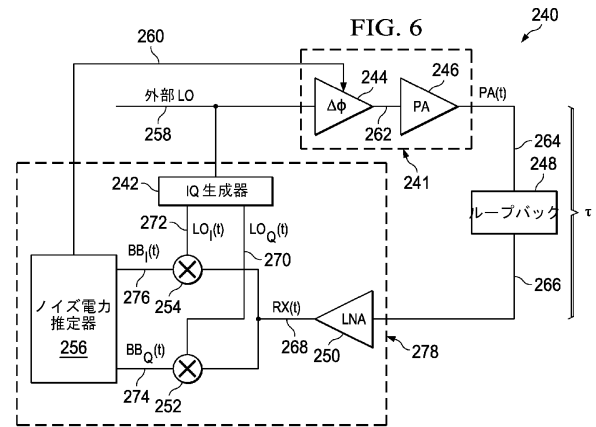
40

50

【図 5】



【図 6】



【図 7】

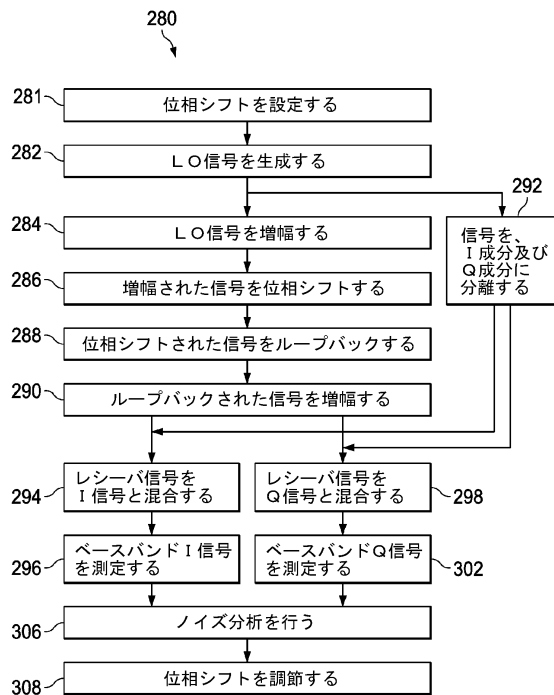


FIG. 7

【図 8】

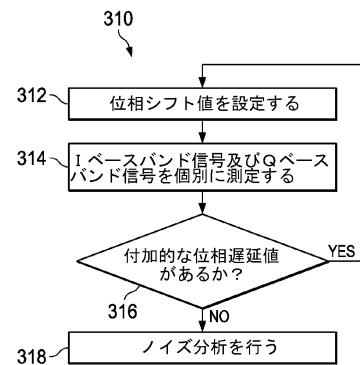


FIG. 8

10

20

30

40

50

【図 9】

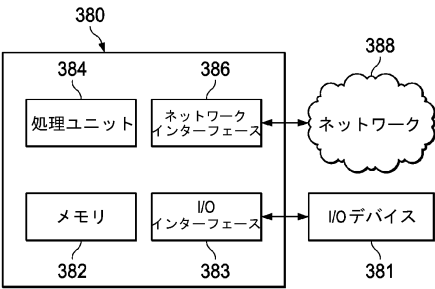


FIG. 9

10

20

30

40

50

フロントページの続き

(33)優先権主張国・地域又は機関

米国(US)

アメリカ合衆国 7 6 2 4 4 テキサス州 フォート ワース , ベン ホーガン レーン 9 7 1 2

審査官 高 場 正光

(56)参考文献

国際公開第 2 0 1 6 / 0 3 1 1 0 8 (WO , A 1)

国際公開第 2 0 1 6 / 1 6 8 3 3 4 (WO , A 1)

米国特許出願公開第 2 0 1 7 / 0 1 5 3 3 1 8 (US , A 1)

COOPER, Ken B. 外 1 名 , “ Residual phase noise and transmit/receive isolation in a submilli
meter-wave FMCW radar ” , 2014 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM
 , 2014年07月10日 , 4 Pages , doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848268SARKAS, I. 外 4 名 , “ Second generation transceivers for d-band radar and data communicat
ion applications ” , 2010 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM , 2010
年07月23日 , Pages 1328-1331 , doi: 10.1109/MWSYM.2010.5517925

(58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)

G 0 1 S 7 / 0 0 - G 0 1 S 7 / 4 2

G 0 1 S 1 3 / 0 0 - G 0 1 S 1 3 / 9 5

J S T P l u s (J D r e a m I I I)