

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-69696
(P2004-69696A)

(43) 公開日 平成16年3月4日(2004.3.4)

(51) Int.CI.⁷G01J 3/45
HO3H 21/00

F 1

G01J 3/45
HO3H 21/00

テーマコード(参考)

2 G02O
5 J023

審査請求 未請求 請求項の数 12 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2003-280104 (P2003-280104)
 (22) 出願日 平成15年7月25日 (2003.7.25)
 (31) 優先権主張番号 10/212495
 (32) 優先日 平成14年8月2日 (2002.8.2)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(71) 出願人 399117121
 アジレント・テクノロジーズ・インク
 AGILENT TECHNOLOGIE
 S, INC.
 アメリカ合衆国カリフォルニア州パロアルト ページ・ミル・ロード 395
 395 Page Mill Road
 Palo Alto, California
 U. S. A.
 (74) 代理人 100087642
 弁理士 古谷 謙
 (74) 代理人 100076680
 弁理士 溝部 孝彦
 (74) 代理人 100121061
 弁理士 西山 清春

最終頁に続く

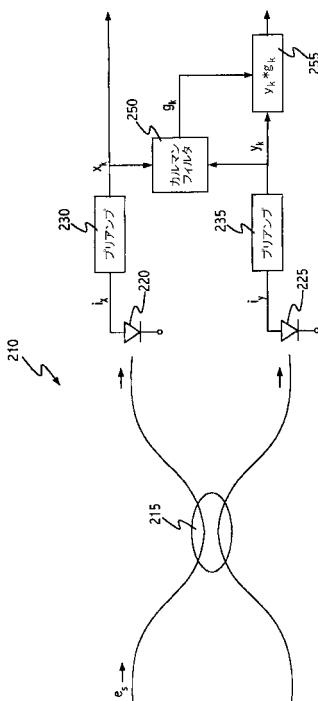
(54) 【発明の名称】カルマンフィルタによる光ヘテロダイン受信機の強度雑音除去

(57) 【要約】

【課題】光ヘテロダイン受信機におけるノイズを効果的に低減または除去するための手段を提供する。

【解決手段】カルマンフィルタを使用して、FIRフィルタの係数を推定し、平衡光ヘテロダイン受信機とそれに関連する受信機構成におけるノイズ除去を最適化する。カルマンフィルタは、静的にも動的にも使用される。

【選択図】図2



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

光ヘテロダイン受信機システム（例えば 900）であって、
第1及び第2の光入力を受信し、前記第1及び第2の光入力に応答して、それぞれ第1
及び第2の電気的出力を出力する平衡光受信機（例えば 210）と、

前記平衡光受信機（例えば 210）に結合され、前記第2の電気的出力に実質的に等しい、
フィルタ処理された第1の電気的出力を出力可能な第1のFIR フィルタ（例えば 2
55）

とを備える、光ヘテロダイン受信機システム。

【請求項 2】

前記第1及び第2の電気的出力は、それぞれ、強度雑音を有する、請求項1記載の光ヘ
テロダイン受信機システム。

【請求項 3】

カルマンフィルタ（例えば 250）を使用して、前記強度雑音に基づいて前記第1のF
IR フィルタ（例えば 255）の係数値を推定する、請求項2記載の光ヘテロダイン受信
機システム。

【請求項 4】

前記フィルタ処理された第1の電気的出力と前記第2の電気的出力は、それぞれ、前記
强度雑音及びヘテロダイン信号を有する、請求項1記載の光ヘテロダイン受信機システム
。

【請求項 5】

第2のFIR フィルタ（例えば 1080）が、前記フィルタ処理された第1の電気的出
力を受信するために、前記第1のFIR フィルタに選択的に結合されるようイネーブルに
される、請求項4記載の光ヘテロダイン受信機システム。

【請求項 6】

動的カルマンフィルタ（例えば 1076）が、前記強度雑音及びヘテロダイン信号に基
づいて前記第2のFIR フィルタ（例えば 1080）の単一係数値を推定するようイネー
ブルにされる、請求項5記載の光ヘテロダイン受信機システム。

【請求項 7】

前記単一係数値を使用して、前記第2のFIR フィルタ（例えば 1080）を前記第1
のFIR フィルタ（例えば 1055）にいつ結合するかを決定する、請求項6記載の光ヘ
テロダイン受信機システム。

【請求項 8】

前記第1のFIR フィルタ（780）は、前記平衡受信機（710）に選択的に結合さ
れるようイネーブルにされる動的FIR フィルタである、請求項1記載の光ヘテロダイン
受信機システム。

【請求項 9】

前記フィルタ処理された第1の電気的出力と前記第2の電気的出力の差を計算して、前
記强度雑音をキャンセルするための減算ユニット（975）を更に備える、請求項4記載
の光ヘテロダイン受信機システム。

【請求項 10】

前記減算ユニット（975）に結合された信号処理ユニット（988）を更に備える、
請求項9記載の光ヘテロダイン受信機システム。

【請求項 11】

前記信号処理ユニット（988）は光スペクトル分析器を備える、請求項10記載の光
ヘテロダイン受信機システム。

【請求項 12】

光ヘテロダイン受信機システム（1100）であって、
第1の光入力を受信するためにイネーブルにされる光コンバイナ（1115）と、
前記光コンバイナ（1115）に結合されて、前記第1の光入力の第1の部分に応答し

10

20

30

40

50

て第1の電気的出力を出力するためにイネーブルにされる第1の光受信機と、

前記光コンバイナ(1115)に結合されて、前記第1の光入力の第2の部分に応答して第2の電気的出力を出力するためにイネーブルにされる第2の光受信機と、

前記光コンバイナ(1115)に結合されて、前記第1の光入力の第3の部分に応答して第3の電気的出力を出力するためにイネーブルにされる第3の光受信機と、

前記第2の光受信機に結合されて、前記第1の電気的出力と実質的に等しいフィルタ処理された第2の電気的出力を出力するためにイネーブルにされる第1のFIRフィルタ(1155)と、

前記第3の光受信機に結合されて、前記第2の電気的出力と実質的に等しいフィルタ処理された第3の電気的出力を出力するためにイネーブルにされる第2のFIRフィルタ(1160)とを備える、光ヘテロダイン受信機システム。10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、一般に、光ヘテロダインスペクトル分析器の受信機に適用する光ヘテロダイン受信機における光強度雑音の低減に関する。20

【背景技術】

【0002】

光ヘテロダイン受信機の信号対雑音比は、ヘテロダイン信号を倍加すると共に強度雑音(または強度ノイズ。以下同じ)の減算が可能な平衡受信機を使用することによって改善することができる。本明細書において説明する強度雑音には、局部発信器(LO)のスペクトル成分又は計測信号の混合による伝統的な強度雑音と、情報を伝送するための手段として意図的に導入された光信号の強度変調によるものの両方が含まれている。ヘテロダイン光スペクトル分析器の受信機においては、計測量がヘテロダインビート信号に含まれている光スペクトルであるため、同一周波数範囲に表れる強度雑音とヘテロダインビート信号を区別しなければならない。

【0003】

図1は、カプラー／コンバイナ115の出力において使用されている2つのフォトダイオード105及び110を有する平衡受信機101を示している。試験対象のレーザー(図示されていない)の強度雑音は分割され、同一位相で両方のフォトダイオード105及び110に表れるが、この強度雑音は、試験対象のレーザーの特性(スペクトル成分の混合によるランダムな変調)、または強度変調の結果(情報を伝送するべく導入された変調)である可能性がある。同様に、局部発信器の強度雑音(ランダムな変調)も分割され、同一位相で両方のフォトダイオード105及び110に表れる。ヘテロダイン信号は、試験対象のレーザーと局部発信器(図示されていない)の周波数差 Hz における混合の結果生成されるものであり、カプラー／コンバイナ115において交差結合波に作用する位相シフトのために、検出器105及び110に入射するヘテロダイン信号の位相は異なる。スペクトルに関する情報はヘテロダイン信号に含まれているため、強度雑音項を抑制するのが有利であり、これは、フォトダイオード110が受信した信号からフォトダイオード105が受信した信号を減算することによって実行することができる。3040

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

減算を行えば、理論的にはフォトダイオード105及び110において反対の位相を有するヘテロダイン信号を倍加すると共に強度雑音項をキャンセルする(除去する)ことができる。しかしながら、実際には、カプラー／コンバイナ115の分割比が50:50ではなく、且つフォトダイオード105及び110の応答が2つの信号経路に関連するその他の側面と共に完全に同一のものにはなっていないため、雑音を完全にキャンセルすることができない。更に、フォトダイオード105及び110から出力される電気信号は、振50

幅及び位相応答が完全に同一のものにはなっていないプリアンプ 130 及び 135 によって増幅される。従って、プリアンプ 130 及び 135 から出力される電気信号を調整し、経路差を補償して強度雑音の減算効果を改善することが望ましく、更には、波長、偏波状態、及びその他の変化によるシステム内のドリフトを補償することが望ましい。

【課題を解決するための手段】

【0005】

再帰型カルマンフィルタは、適応可能な較正方法と動的な調節を提供するフィルタである。カルマンフィルタを使用すれば、強度雑音の直接サンプリングに基づき、光ヘテロダイン平衡受信機システムにおける強度雑音の減算を較正することができる。強度雑音とヘテロダイン信号は、通常、周波数帯がオーバーラップしているため、ヘテロダイン信号を正確に計測するには強度雑音を除去することが望ましい。10

【0006】

本発明によれば、動作波長、偏波状態、又は電子機器のドリフトなどの計測システムの変化に対する動的な補償を実行することができる。光信号の特性が時間と共に変化したり、または、光ヘテロダインスペクトル分析器の単一掃引内などの光信号間で光信号の特性が変化する（これは、複数のDWDMチャネルが異なる偏波状態及び異なる光周波数を有している場合に生じることがある）ときに強度雑音の減算が動的に調節される。

【発明の効果】

【0007】

本発明によれば、光ヘテロダイン受信機におけるノイズを効果的に低減または除去することができる。20

【実施例】

【0008】

図2は、本発明による平衡受信機210の1実施形態を示している。この平衡受信機210においては、カプラー／コンバイナ215の分割比とフォトダイオード220及び225並びにプリアンプ230及び235の異なる応答性による不平衡を較正し、雑音の減算を最適化する必要がある。強度雑音を含む試験対象のレーザー（図示されていない）からの光入力 e_s は、カプラー／コンバイナ215を介してフォトダイオード220及び225に分配され、これらのフォトダイオードにおいて強度雑音が電気的出力に変換された後に、それぞれプリアンプ230及びプリアンプ235に供給される。そして、この強度雑音 i_s は増幅され、平衡受信機の両方のチャネル上に現れる。強度雑音をキャンセルするための減算を最適化するには、それぞれのチャネルにおける電気的出力 $x(t)$ 及び $y(t)$ に含まれる強度雑音を等しくする必要がある。実質的に $y(t)$ を $x(t)$ と等しくするべく、サンプリングした強度雑音 y_k をフィルタ係数 g_k を有するFIRフィルタ255によってフィルタ処理する。このFIRフィルタ255は、カルマンフィルタ250を用いて、係数 g_k を推定することができる。これらのカルマンフィルタ250及びFIRフィルタ255は、ハードウェア又はソフトウェアによって実施可能であり、例えば、カルマンフィルタ250をソフトウェアで実施する場合には、カルマンフィルタ250は、メモリ又はその他のコンピュータ読み取り可能媒体に格納されたコンピュータ読み取り可能命令を含む。通常、再帰型カルマンフィルタ250は、プロセッサを使用して以下のように実施される。30

【0009】

x_k は数学的に次のように表される。

【0010】

【数1】

$$x_k \approx [y_{k-n} \dots y_{k-1} \ y_k \ y_{k+1} \dots y_{k+m}] \begin{bmatrix} g_{-n}^{(k)} \\ \vdots \\ g_0^{(k)} \\ \vdots \\ g_n^{(k)} \end{bmatrix} = Y_k \cdot G_k \quad (1)$$

【0011】

ここで、 k は、 k 番目のサンプル又は推定されるFIRフィルタ255の係数を含むベクトル G の k 番目の推定値を表している。ベクトル G の要素は、雑音の影響を除き、推定値間で一定である。プロセス（処理）雑音と測定雑音をそれぞれ表す雑音の項 w_k 及び v_k を追加することにより、カルマンフィルタに必要なプロセス方程式に合致する次の1組の式（2）及び（3）が得られる。

【0012】

$$G_k = G_{k-1} + w_k \quad (2)$$

【0013】

$$x_k = Y_k \cdot G_k + v_k \quad (3)$$

【0014】

カルマンフィルタとは、ベクトル G_k に含まれている状態変数 $g_i^{(k)}$ を効率的に計算するための（再帰型）最小二乗法ソリューションを提供する1組の数式である。式（2）及び（3）において、ベクトル Y_k は一定ではなく、スライドするデータポイント y_k から構成されており、このタイプのプロセス方程式の定式化は、制御システムにおいては、システム識別（system identification）として知られている。1組の式（2）及び（3）についてのカルマン解は、一定のベクトル Y を有するプロセス方程式に対するものと同様の方法で得ることができる。ベクトル G の長さは、 $1 \sim 2n+1$ の間で変化可能であり、 n の値が大きいほど優れた補正が提供されるが、計算オーバーヘッドが大きくなる。

【0015】

図3aは、前述の式（2）及び（3）と同一のブロック310におけるプロセス方程式用のカルマンフィルタ250の実施を示している。ステップ320において、プロセス雑音と測定雑音をそれぞれ表す共分散行列 Q 及び R を定義すると共に、行列 P の初期条件と求めるベクトル G の初期推定値を提供する。これらの初期条件を使用して時間ステップ $k=1$ における P_k^- 及び G_k^- を決定する。そして、ステップ330において、 P_{k-1}^- とプロセス雑音共分散 Q の値に基づいて P_k^- の値を更新する。尚、 P_k^- は事前推定誤差共分散（a priori estimate error covariance）であり、 P_k^- は事後推定誤差共分散（posteriori estimate error covariance）である。ステップ340において、次の時間ステップ G_k^- に対して前の状態

【0016】

【数2】

$$\hat{G}_{k-1}$$

40

【0017】

を推定する。そして、ステップ350において、 k 番目の時間ステップにおけるカルマン利得 K_k を次のように算出する。

【0018】

$$K_k = P_k^- Y_k^T (Y_k P_k^- Y_k^T + R)^{-1} \quad (4)$$

【0019】

ここで、 Y_k は k 番目の時間ステップにおけるサンプリングされた強度雑音ベクトルであり（式（1）を参照）、 R は測定共分散である。ステップ360において、測定値を用いて、次の式に従ってベクトル G によって数学的に表されるFIRフィルタ255用の推

50

定値を更新する。

【0020】

【数3】

$$\hat{G}_k = G_k^- + K_k(x_k - Y_k G_k^-) \quad (5)$$

【0021】

ここで、($x_k - Y_k G_k^-$)は残余であり、予測値 $Y_k G_k^-$ と実際の強度雑音測定値 x_k の差を反映している。そして、最後にステップ370において、次の式に従って共分散誤差(または誤差共分散)を更新する。

【0022】

$$P_k = (I - K_k Y_k) P_k^- \quad (6)$$

【0023】

ステップ380において、時間ステップkを増分し、更新された値を入力としてステップ330から始まる時間と測定値の更新を繰り返す。

【0024】

図4のグラフ400は、例示的な500MHzの擬似ランダム・バイナリ・シーケンス(PRBS)被変調DFBレーザースペクトルのパワー(単位:dB)対波長(単位:nm)をプロットしたものである。プロット410は、雑音の減算を行わない(即ち、 $G=0$)と、スペクトルが見れないことを示している。プロット420は、測定スペクトルに対して1係数FIRフィルタを使用した場合の雑音減算効果を示している。プロット430は、測定スペクトルに対して2係数FIRフィルタを使用した場合の雑音減算効果を示している。プロット440は、測定スペクトルに対して4係数FIRフィルタを使用した場合の雑音減算効果を示しており、プロット450は、測定スペクトルに対して16係数FIRフィルタを使用した場合の雑音減算効果を示している。16係数FIRフィルタの場合には、この例のシステムの雑音フロア(ノイズフロア)に到達するのに十分な雑音減算が行われている。

【0025】

図5には、 $x(t)$ と $y(t)$ を含む両方の出力チャネルの補正を伴う本発明による1実施形態が示されている。平衡受信機510においては、カプラー/コンバイナ515の分割比とフォトダイオード520及び525並びにプリアンプ530及び535の異なる応答性による不平衡を較正して強度雑音の減算を最適化しなければならない。強度雑音を含む測定対象のレーザー(図示されていない)からの光入力 e_s は、カプラー/コンバイナ515を介してフォトダイオード520及び525に分配され、電気的出力に変換された後に、プリアンプ530及び535にそれぞれ供給される。強度雑音をキャンセルするための強度雑音の減算を最適化するには、電気的出力 $x(t)$ 及び $y(t)$ に含まれている強度雑音を等しくする必要がある。平衡構成においては、FIRフィルタ565及び560用のフィルタ係数 a_k 及び b_k をそれぞれ使用して両方の出力チャネルを補正することにより、強度雑音 $y(t)$ を $x(t)$ と等しくすることができる。電気的出力 $x(t)$ 及び $y(t)$ に含まれる強度雑音が実質的に等しくなるよう、電気的出力 x_k をFIRフィルタ565によってフィルタ処理し、電気的出力 y_k をFIRフィルタ560によってフィルタ処理する。フィルタ係数 a_k 及び b_k を有する適切なベクトル G_k は、カルマンフィルタ550を使用して実現することができる。これらカルマンフィルタ550とFIRフィルタ560及び565は、ハードウェア又はソフトウェアによって実施することができる。例えば、カルマンフィルタ550をソフトウェアで実施する場合には、カルマンフィルタ550はメモリ又はその他のコンピュータ読み取り可能媒体に格納されたコンピュータ読み取り可能命令を含み、通常、プロセッサを使用して再帰型カルマンフィルタ550を以下のように実施する。

【0026】

自己回帰移動平均(ARMA)モデルについての y_k は、数学的には次のように表される。

10

20

30

40

50

【0027】

$$y_k = b_1 y_{k-1} + b_2 y_{k-2} + \dots + b_n y_{k-n} + a_0 x_{k-1} + \dots + a_n x_{k-n} + v_k \quad (7)$$

【0028】

ここで、 v_k は雑音項であり、 a_k 及び b_k は FIR フィルタ係数であり、 x_k 及び y_k はそれぞれプリアンプ 530 及びプリアンプ 535 の出力である。雑音減算問題に適用するべく式(7)を書き直すと、次のようになる。

【0029】

【数4】

$$y_k \approx a_0 x_k + a_1 x_{k-1} + \dots + a_n x_{k-n} + b_1 y_{k-1} + b_2 y_{k-2} + \dots + b_n y_{k-n} \quad (8)$$

10

【0030】

ベクトル表記では、次のようなになる。

【0031】

$$y_k = H_k \cdot G_k \quad (9)$$

【0032】

ここで、 H_k は次のとおりである。

【0033】

$$H_k = [y_{k-1}, y_{k-2}, \dots, y_{k-n}, x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-n}] \quad (10)$$

20

【0034】

又、 G_k は次のとおりである。

【0035】

$$G_k = [b_1^{(k)}, b_2^{(k)}, \dots, b_n^{(k)}, \dots, a_0^{(k)}, a_1^{(k)}, \dots, a_n^{(k)}] \quad (11)$$

【0036】

(k) は、k 番目の推定値であり、FIR フィルタ 565 は、畳込み $a_0 x_k + a_1 x_{k-1} + \dots + a_n x_{k-n}$ を実施し、FIR フィルタ 560 は、畳込み $y_k - b_1 y_{k-1} - b_2 y_{k-2} - \dots - b_n y_{k-n}$ を実施する。プロセス方程式とカルマンフィルタ 550 は、前述とほぼ同じように規定される。前述の y サンプルのみを含むベクトル Y_k とは異なり、ベクトル H_k には平衡構成における x 及び y の両方のサンプルが含まれている。

30

【0037】

図 6 は、ブロック 610 における以下のプロセス方程式用のカルマンフィルタ 550 の実施を示している。

【0038】

$$G_k = G_{k-1} + w_k \quad (12)$$

【0039】

$$y_k = H_k G_k + v_k \quad (13)$$

40

【0040】

ここで、 w_k 及び v_k は、それぞれプロセス雑音及び測定雑音を表す雑音項である。ステップ 620 において、それぞれプロセス雑音と測定雑音を表す共分散行列 Q 及び R を定義すると共に、行列 P 用の初期条件と、求めるベクトル G 用の初期推定値とを提供し、これらの初期条件を使用して時間ステップ $k=1$ における P_k^- 及び G_k^- を決定する。そして、ステップ 630 において、 P_{k-1} の値とプロセス雑音共分散 Q に基づいて P_k^- の値を更新する。尚、 P_k^- は、事前推定誤差共分散であり、 P_k は事後推定誤差共分散である。ステップ 640 において、次の時間ステップ G_k^- に対して前の状態

【0041】

【数5】

$$\hat{G}_{k-1}$$

【0042】

を推定する。そして、ステップ650において、 k 番目の時間ステップにおけるカルマン利得 K_k を次のように算出する。

【0043】

$$K_k = P_k^{-1} H_k^T (H_k P_k^{-1} H_k^T + R)^{-1} \quad (14)$$

【0044】

ここで、 H_k には、 k 番目の時間ステップにおけるサンプリングされた強度雑音ベクトル x_k 及び y_k が含まれておる（式（10）を参照）、 R は測定共分散である。ステップ660において、測定値を用いて、次の式に従ってFIRフィルタ G についての推定値を更新する。
10

【0045】

【数6】

$$\hat{G}_k = G_k^- + K_k (y_k - H_k G_k^-) \quad (15)$$

【0046】

ここで、 $(y_k - H_k G_k^-)$ は残余であり、予測値 $H_k G_k^-$ と実際の測定値 y_k との差を反映している。そして、最後にステップ670において、次の式に従って共分散誤差（または誤差共分散）を更新する。
20

【0047】

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (16)$$

【0048】

ステップ680では、時間ステップ k を増分し、更新された値を入力としてステップ630から始まる時間と測定値の更新を繰り返す。

【0049】

通常、例えば、ヘテロダイン光スペクトル分析器と共に平衡受信機を使用する場合には、局部発信器信号と、特性が解明されるレーザー信号の両方が存在する状態で強度雑音を動的に減算できることが望ましい。この動的な減算とは、 x 又は y に対して実行される補正を時間と共に変化させることができ、且つ、その補正に、偏波状態や波長による変化、または、単純に電気的な受信機特性の経時ドリフトによる変化を反映することを意味している。局部発信器信号とレーザー信号の両方が存在する状態においては、
30

【0050】

【数7】

$$x_k \approx n_k + s_k$$

【0051】

及び、

【0052】

【数8】

$$y_k \approx n_k - s_k \quad 40$$

【0053】

であって、ここで、 n_k は、同位相の強度雑音項であり、 s_k は、位相のずれたヘテロダイン信号項である。動的な減算は、波長及び偏波の変化に対して適切なFIRフィルタ係数を動的に推定するカルマンフィルタを備えることによって実行することができる。複数の係数を推定することにより、振幅の変化のみならず、電気的周波数に依存した振幅及び/又は位相の変化にも対処することができる（但し、計算の複雑性は増加する）。平衡受信機システムにおいて強度雑音が支配的な場合には、

【0054】

【数9】

$$x_k \approx y_k$$

【0055】

であり、ヘテロダインビート信号が支配的な場合には、

【0056】

【数10】

$$x_k \approx -y_k$$

【0057】

10

である。

【0058】

図7は、動的カルマンフィルタ770を使用して単一チャネル構成のFIRフィルタ780用の単一係数を推定する本発明による平衡受信機システム710の1実施形態を示している。FIRフィルタ780により、光信号の特性が時間と共に変化するときに振幅を調節することができる。局部発信器からの光入力 e_o とレーザーからの光入力 e_s がカプラー／コンバイナ715に供給され、ヘテロダインビート信号と強度雑音がフォトダイオード720及び725によって受信されて電気的出力に変換される。このフォトダイオード720及び725からの電気的出力がプリアンプ730及び735によって増幅され、プリアンプ730及び735からの電気的出力（それぞれ x_k 及び y_k ）が動的カルマンフィルタ770によってサンプリングされて強度雑音の減算を改善するための単一係数が推定される。これらカルマンフィルタ770及びFIRフィルタ780は、ハードウェア又はソフトウェアによって実施することができる。例えば、カルマンフィルタ770をソフトウェアによって実施する場合には、カルマンフィルタ770は、メモリ又はその他のコンピュータ読み取り可能媒体に格納されたコンピュータ読み取り可能命令と、典型的には、再帰型カルマンフィルタを以下のように実施するためのプロセッサとを含む。単一係数カルマンフィルタ770に必要なプロセス方程式は、前述の式(1)及び(2)である。

【0059】

30

平衡受信機システム710において強度雑音が支配的な場合には、

【0060】

【数11】

$$g_k \approx 1$$

【0061】

で、

【0062】

【数12】

$$x_k \approx y_k$$

40

【0063】

であり、高い相関を示す。一方、平衡受信機システム710においてヘテロダインビート信号が支配的な場合には、

【0064】

【数13】

$$g_k \approx -1$$

【0065】

で、

【0066】

50

【数14】

$$x_k \approx -y_k$$

【0067】

であり、高い反相関を示す。従って、動的カルマンフィルタ770は、FIRフィルタ係数 $g_{(k)}$ を継続的に計算して（kは、k番目の推定値であることを意味している）雑音が支配的なスペクトル領域とヘテロダイン信号が支配的なスペクトル領域を区別し、FIRフィルタ780は、チャネルにおいて強度雑音が支配的なときにのみ適用される。雑音フラグ785は、 $g_{(k)}$ が、通常、例えば、約0.8を超えていたときに、スイッチ775を、 y_k がFIRフィルタ780を通過するように設定するために機能する。そして、超えていない場合には、 y_k は変更されない。ヘテロダインビート信号において雑音が支配的な領域では、フィルタが作動して（すなわち、イネーブルにされて）雑音の減算が改善され、例えば、波長、偏波状態、又は電子機器のドリフトなどにおける変化が動的に補償される。10

【0068】

本発明によれば、通常、カルマンフィルタ250などの第1のカルマンフィルタは、典型的には、カプラー／コンバイナ、プリアンプ、及びフォトダイオードによる不平衡に対するFIRフィルタ255用のFIRフィルタ係数を推定する。一方、単一係数カルマンフィルタ770などの第2のカルマンフィルタは、典型的には、波長及び偏波状態の変化によるドリフトに対する単一係数FIRフィルタ780用のFIRフィルタ係数を動的に推定するために使用される。図9では、これを簡単なブロック図で示しているが、この図では、950が第1のカルマンフィルタブロックを表し、970が第2のカルマンフィルタブロックを表している。20

【0069】

図8aは、本発明の1実施形態による平衡受信機構成における非常に雑音の多い信号を示している。 $g_{(k)}$ が1に近い場合には、測定システムは、強度雑音810が支配的であり、ヘテロダインビート信号820は、大部分、強度雑音に埋もれている。一方、図8bは、動的カルマンフィルタ770の継続的な適用の効果を示すものであり、図8aの信号のスペクトル測定を最適化して生成された回復スペクトル875が示されている。

【0070】

波長及び偏波に関連する振幅変化の大部分を補正するのに十分な単一係数カルマンフィルタに関して動的減算の概念を説明したが、受信機の電気的帯域幅における振幅や位相の不均一な変化に対処する更に高次の補正を提供する更に複雑なFIRフィルタについても、本発明に従って同様の実施が可能である。強度雑音領域の識別を、例えば、出力チャネルの中の1つを補正する構成における30

【0071】

【数15】

$$g_0 \approx 1$$

【0072】

または、両方の出力チャネルを補正する構成における

【0073】

【数16】

$$a_0 \approx 1$$

【0074】

などの、フィルタ係数の1つと結びつけることができる。

【0075】

図9は、光ヘテロダイン受信機システム900を簡単なブロック図で示したものである。光入力 e_s 及び光入力（局部発信器の信号） e_o が平衡受信機910に供給され、静的カルマンフィルタブロック950がカプラー／コンバイナ915、フォトダイオード920及び925、並びにプリアンプ930及び935における不平衡を較正及び補正するベ40

10

20

30

40

50

く機能する。このカルマンフィルタブロック 950 には、静的カルマンフィルタ 250 などの静的カルマンフィルタと F I R フィルタ 255 などの F I R フィルタの両方が含まれている。較正は、局部発信器信号が存在しない状態で静的カルマンフィルタのみを使用して行う。波長や偏波などの入力光信号の特性が変化した場合には、動的カルマンフィルタブロック 970 によって信号の減算を調節することができる。動的カルマンフィルタブロック 970 には、動的カルマンフィルタ 550 などの動的カルマンフィルタと F I R フィルタなどの単一係数 F I R フィルタ 560 の両方が含まれている。尚、カルマンフィルタブロック 950 及びカルマンフィルタブロック 970 は、ハードウェアによって、またはプロセッサを使用してソフトウェアによって実施することができる。強度雑音の減算は、典型的には、例えば、信号処理ユニット 988 にヘテロダインビート信号を供給する前に、ハードウェア又はソフトウェアによる減算動作（または減算ユニット）975 によって実行される。

10

20

30

40

【0076】

図 10 は、本発明による別の例示的な実施形態を示している。図 10 に示す実施形態は、单一受信機構成 1010 において強度雑音の減算を可能にするものである。図 10 には单一出力のヘテロダイン受信機構成が示されており、強度雑音を含むレーザー（図示されていない）からの光入力は、タップ 1001 においてフォトダイオード 1020 によって検出され、電気的出力に変換された後に、プリアンプ 1003 に供給される。典型的には、タップ 1001 は、光入力の一部をフォトダイオード 1020 に導く。レーザー（図示されていない）からの光入力 e_s の残りの部分は、y - コンバイナ 1015 に供給されてフォトダイオード 1025 によって検出され、電気的出力に変換された後に、プリアンプ 1004 に供給される。タップの効率とフォトダイオード 1020 及び 1025 並びにプリアンプ 1003 及び 1004 の異なる応答性に起因する不平衡のため、強度雑音の減算を最適化するには、それぞれのチャネルの電気的出力 $x(t)$ 及び $y(t)$ に含まれている強度雑音を較正して等しくする必要がある。尚、この較正の際には、局部発信器からの光入力 e_s は存在しないことに留意されたい。この等化処理は、サンプリングした強度雑音 y_k を F I R フィルタ 1055 でフィルタ処理することによって実行可能である。前述のプロセス方程式（2）及び（3）に従って 4 F I R フィルタ係数 g_k を決定する。静的カルマンフィルタ 1070 を使用して適切な F I R フィルタ係数 g_k を推定するが、この静的カルマンフィルタは、F I R フィルタ 1055 と共にハードウェア又はソフトウェアによって実施することができる。例えば、静的カルマンフィルタ 1070 をソフトウェアで実施する場合には、カルマンフィルタ 1070 は、メモリ又はその他のコンピュータ読み取り可能媒体に格納されたコンピュータ読み取り可能命令と再帰型カルマンフィルタを実施するためのプロセッサを含む。

【0077】

静的カルマンフィルタ 1070 を使用して 2 つのチャネルの較正と等化が完了した後に、单一係数カルマンフィルタ 1076 により、光信号の特性が時間と共に変化するときの減算調節用の F I R フィルタ係数を推定する。 x_k 及び $g_k * y_k$ の両方に含まれているヘテロダイン信号と強度雑音が動的カルマンフィルタ 1076 によってサンプリングされ、单一係数 F I R フィルタ 1080 用の F I R フィルタ係数 $g_{(k)}$ が最適化される。单一係数 F I R フィルタは振幅の調節のみを可能にするが、計算上のオーバーヘッドがほとんどないという利点を有している。静的カルマンフィルタ 1070 及び单一係数 F I R フィルタ 1080 は、ハードウェア又はソフトウェアによって実施することができる。例えば、カルマンフィルタ 1076 をソフトウェアによって実施する場合には、カルマンフィルタ 1076 は、メモリ又はその他のコンピュータ読み取り可能媒体に格納されたコンピュータ読み取り可能命令と、典型的には、以下のような再帰型カルマンフィルタを実施するためのプロセッサとを含む。单一係数カルマンフィルタ 1076 に必要なプロセス方程式は、前述の式（1）及び（2）である。

【0078】

单一係数動的カルマンフィルタ 1076 は、F I R フィルタ係数 $g_{(k)}$ を連続的に 50

推定して雑音が支配的なスペクトル領域とヘテロダインビート信号が支配的なスペクトル領域を区別する。FIRフィルタ1080は、チャネルにおいて強度雑音が支配的なときにのみ適用される。雑音フラグ1085は、 g_k が、例えば、 ± 0.2 などのある許容値内で1に近づいた場合にスイッチ1075を、 $y_k * g_k$ がFIRフィルタ1080を通過するように設定するために機能する。そうでない場合には、 $y_k * g_k$ は変更されない。ヘテロダインビート信号において雑音が支配的な領域では、FIRフィルタ1080が作動して（すなわち、イネーブルにされて）雑音の減算が改善され、例えば、波長、偏波状態、又は電子機器のドリフトにおける変化が動的に補償される。

【0079】

図11は、光ヘテロダイン受信機1100の動作の際に、3つのすべての信号がヘテロダイン信号と強度雑音の両方を含んでいる構成を示している。ヘテロダイン信号はそれぞれのフォトダイオードにおいて120度の位相差で分離され、強度雑音はそれぞれのフォトダイオード1120、1130、1140において同位相である。レーザーからの光入力 e_s と局部発信器からの光入力 e_o が 3×3 カプラーノコンバイナ（または光コンバイナ）1115に供給される。ヘテロダイン信号と強度雑音がフォトダイオード（又は光検出器）1120、1130、及び1140によって検出されて電気的出力に変換され、それぞれプリアンプ1103、1104、及び1105を通過する。光ヘテロダイン受信機1100の較正には光入力 e_s のみを使用する。この結果、受信機の較正プロセスにおいては、フォトダイオード1120、1130、及び1140で強度雑音のみを受信することになる。強度雑音をキャンセルするための減算を最適化するには、それぞれのチャネルの電気的出力 $x(t)$ 及び $y(t)$ 並びに $y(t)$ 及び $z(t)$ に含まれている強度雑音を等しくする必要がある。 $y(t)$ を実質的に $x(t)$ と等しくするべく、サンプリングした強度雑音 y_k をFIRフィルタ1155でフィルタ処理し、 $z(t)$ を実質的に $y(t)$ と等しくするべく、サンプリングした強度雑音 z_k をFIRフィルタ1160でフィルタ処理する。カルマンフィルタ1170及び1175を使用して適切なフィルタ係数 g_k 及び h_k を推定するが、これらのフィルタは、FIRフィルタ1155及び1160と共にハードウェア又はソフトウェアによって実施可能である。例えば、カルマンフィルタ1170及び1175をソフトウェアによって実施する場合には、カルマンフィルタ1170及び1175は、メモリ又はその他のコンピュータ読み取り可能媒体に格納されたコンピュータ読み取り可能命令と、再帰型カルマンフィルタ1170及び1175を実施するためのプロセッサを含む。

【0080】

光ヘテロダイン受信機1100の動作中、電気的出力 x_k 、 y_k 、及び z_k には強度雑音とヘテロダイン信号の両方が含まれてあり、動的カルマンフィルタ1180及び1185は連続的にFIRフィルタ係数 g_k 及び h_k を推定し、雑音が支配的なスペクトル領域とヘテロダインビート信号が支配的なスペクトル領域を区別する。補正は、チャネルにおいて強度雑音が支配的なときにのみ適用される。雑音フラグ1181及び1182は、 g_k 及び h_k が、例えば、 ± 0.2 などのある許容値内で1に近づいたときにスイッチ1192及び1193を、FIRフィルタ1190及びFIRフィルタ1195によってフィルタ処理するために $y_k * g_k$ 及び $z_k * h_k$ がブロック1190及び1195を通過するように設定するために機能する。そうでない場合には、 $y_k * g_k$ 及び $z_k * h_k$ は変更されない。ヘテロダインビート信号において雑音が支配的な領域では、フィルタが作動して（すなわち、イネーブルにされて）雑音の減算が改善され、例えば、波長、偏波状態、又は電子機器のドリフトなどにおける変化が動的に補償される。

【0081】

特定の実施形態に関連して本発明を説明したが、上述の説明から多くの代替形態、修正形態、及び変更形態が明らかとなることは当業者には明白である。従って、特許請求の範囲の思想と範囲に入るそのようなすべての他の代替、修正、及び変更形態も本発明に含まれる。

10

20

30

40

50

【0082】

本発明では、カルマンフィルタを使用して、FIRフィルタの係数を推定し、平衡光ヘテロダイン受信機とそれに関連する受信機構成におけるノイズ除去を最適化する。カルマンフィルタは、静的にも動的にも使用される。

【図面の簡単な説明】**【0083】**

【図1】従来技術による平衡受信機を示す。

【図2】本発明による平衡受信機の1実施形態を示す。

【図3】本発明による、カルマンフィルタでFIRフィルタの係数を推定するための処理ステップを示す。
10

【図4】本発明の1実施形態を使用した、500MHz PRBS被変調DFBレーザースペクトルにおける改善効果を示す。

【図5】本発明による平衡受信機の1実施形態を示す。

【図6】本発明による、カルマンフィルタでFIRフィルタの係数を推定するための処理ステップを示す。

【図7】本発明による平衡受信機の1実施形態を示す。

【図8】aは、ある平衡受信機構成における非常に雑音の多いヘテロダイン信号を示し、bは、本発明の1実施形態を使用してその信号を改善した例を示す。

【図9】本発明による平衡受信機の1実施形態を示す。

【図10】本発明による単一受信機の1実施形態を示す。
20

【図11】本発明による1実施形態を示す。

【符号の説明】**【0084】**

210、710 平衡光受信機

250 カルマンフィルタ

255、780、1080、1055、1160 FIRフィルタ

900、1100 光ヘテロダイン受信機システム

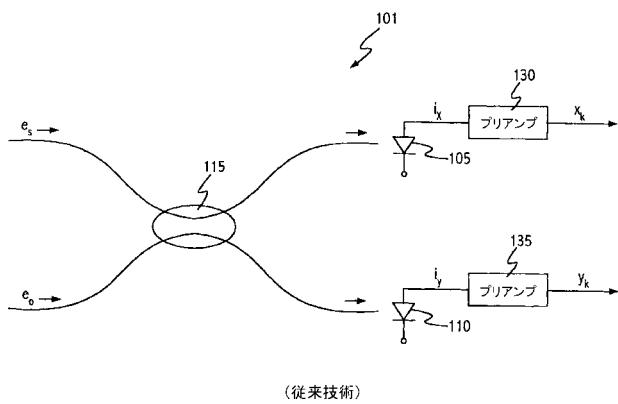
975 減算ユニット

988 信号処理ユニット

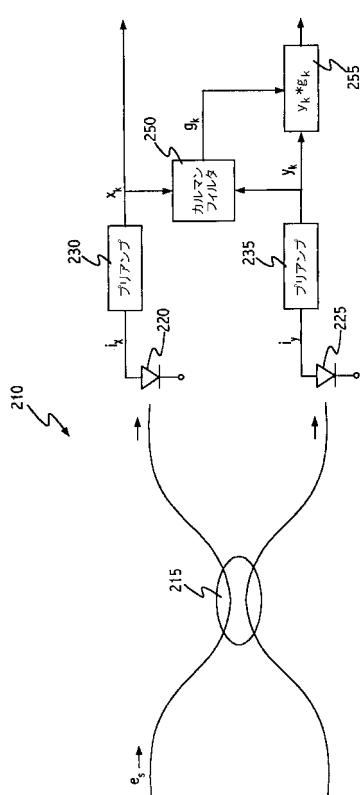
1076 カルマンフィルタ
30

1115 光コンバイナ

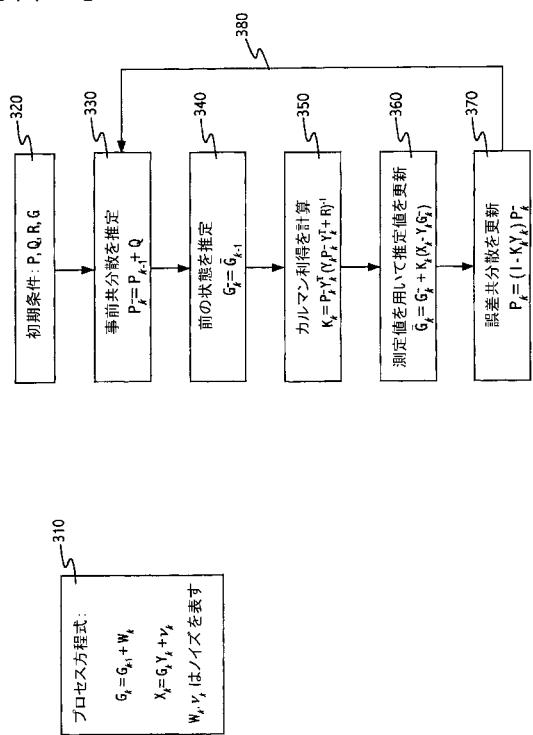
【図1】



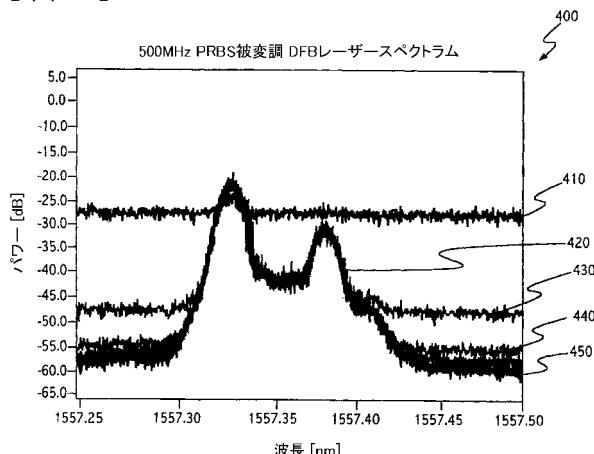
【図2】



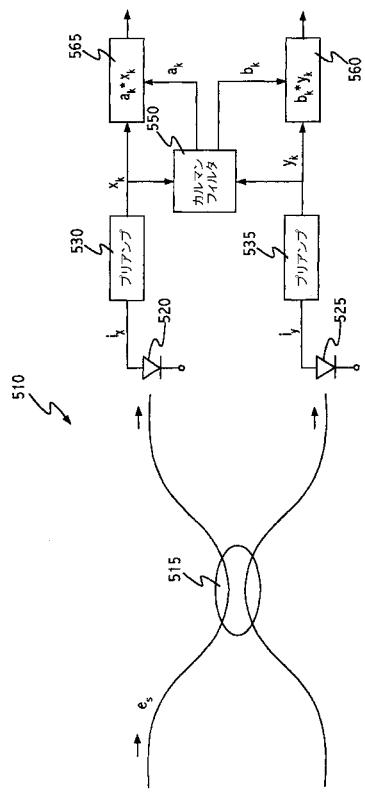
【図3】



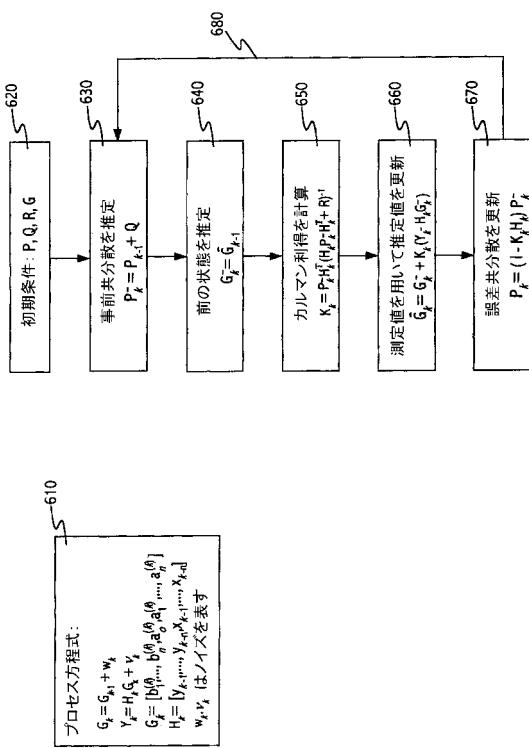
【図4】



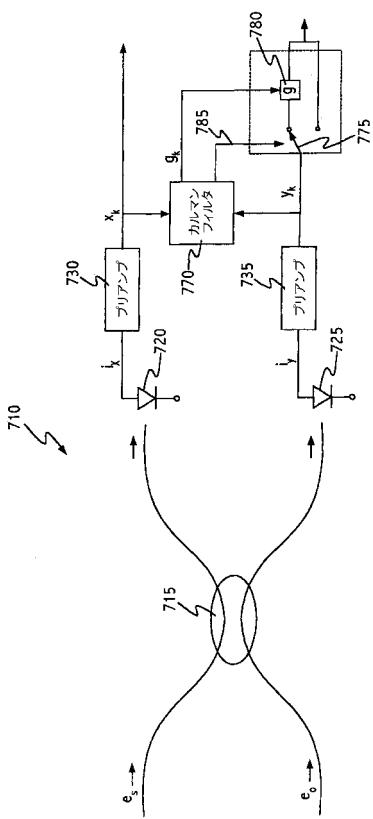
【図5】



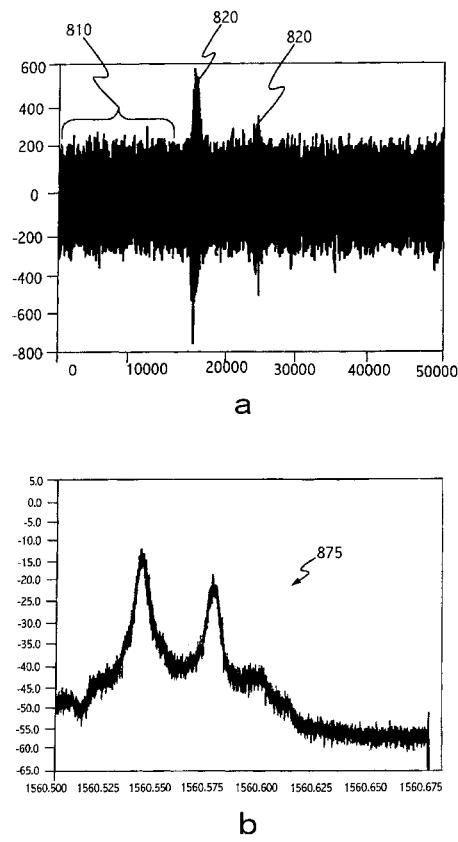
【図6】



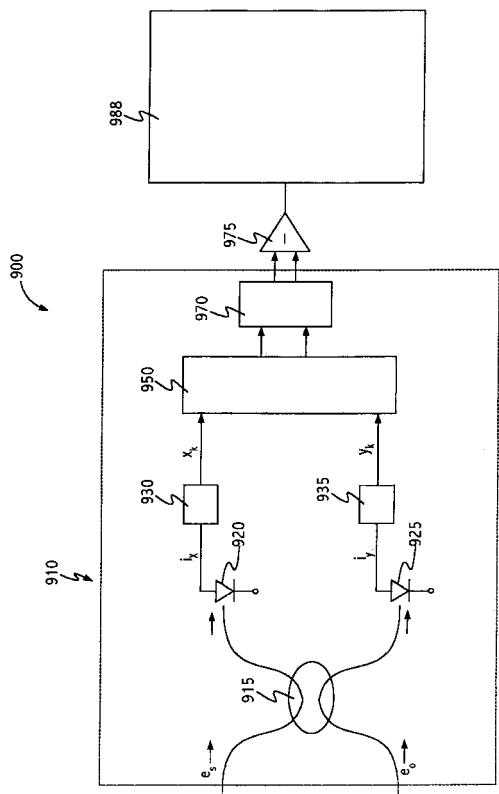
【図7】



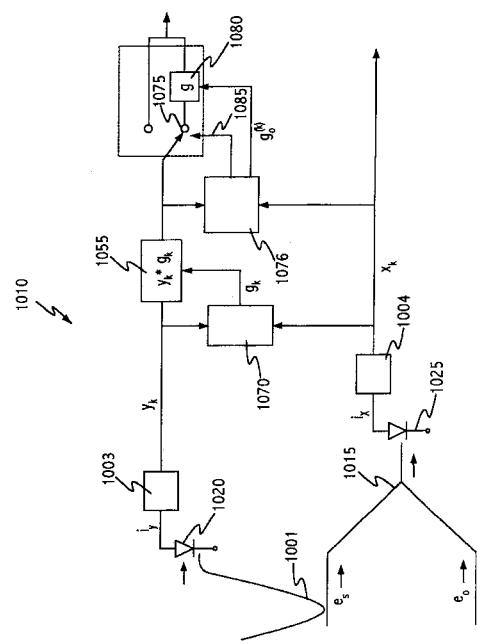
【図8】



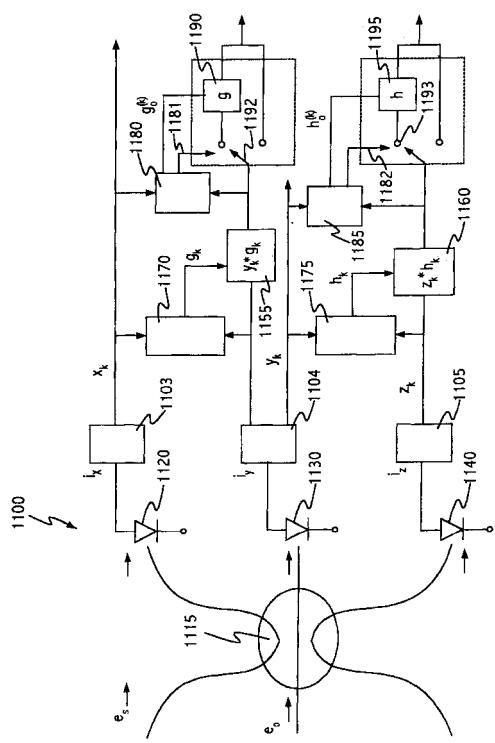
【 図 9 】



【 図 1 0 】



【 図 1 1 】



フロントページの続き

(72)発明者 ボグダン・ツアフラニエク

アメリカ合衆国カリフォルニア州 9 4 0 8 7 , サニーベイル , キャッスルトン・テラス・ナンバー
ディー・1035

F ターム(参考) 2G020 CA12 CB05 CB23 CC31 CC47 CD03 CD16 CD24 CD32 CD36
CD37
5J023 DA01 DB03 DD03