

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3675484号

(P3675484)

(45) 発行日 平成17年7月27日(2005.7.27)

(24) 登録日 平成17年5月13日(2005.5.13)

(51) Int.Cl.⁷

H04L 27/38

F I

H04L 27/00

G

請求項の数 4 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願平8-516532	(73) 特許権者	ドイチェ トムソン・ブランド ゲーエム ペーハー
(86) (22) 出願日	平成7年11月14日(1995.11.14)		ドイツ連邦共和国, 78048 ヴィリン ゲン・シュヴェニンゲン, ヘルマン・シュ ヴェアー・シュトラッセ 3番
(65) 公表番号	特表平11-501775	(74) 代理人	弁理士 伊東 忠彦
(43) 公表日	平成11年2月9日(1999.2.9)	(74) 代理人	弁理士 片山 修平
(86) 国際出願番号	PCT/EP1995/004472	(72) 発明者	シェプス, ゲアハルト ハンス ヘルベ ルト
(87) 国際公開番号	W01996/016495		ドイツ連邦共和国, 80687 ミュンヒ ェン, ラップシュトラッセ 8/1
(87) 国際公開日	平成8年5月30日(1996.5.30)		
審査請求日	平成14年11月5日(2002.11.5)		
(31) 優先権主張番号	4440964.8		
(32) 優先日	平成6年11月17日(1994.11.17)		
(33) 優先権主張国	ドイツ(DE)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 2つのデータストリームの歪み補正器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

共通搬送波上に互いに直角位相変調された2つのデータストリーム(I, Q)を、2つのデータストリーム(I, Q)のために復調器(30)の上流の信号路に配置された制御可能なノンリカーシブフィルタ(20)により等化し、前記制御可能なノンリカーシブフィルタは、2つのデータストリームの夫々に対して別々に作用する2つの係数セットから得られ復調されたデータストリームによって制御される係数(K₁, 121; K₂, 131)を用いる方法であって、

第1の時点k+1における第1の係数セット(K₁, 121)は、K_I係数セット(51)及びK_IQ係数セット(71)の係数を結合することによって作られ、上記K_I係数セット(51)は、第1の復調されたデータストリーム(I, 31)と第1の復調されたデータストリーム(I, 31)及び第1の時点よりも前の第2の時点kにおける第1の係数セット(K₁, 121)から形成され畳み込み積(41)とから得られ、上記K_IQ係数セット(71)は、第2の復調されたデータストリーム(Q, 32)と第1の復調されたデータストリーム(I, 31)及び上記時点kにおける第1の係数セット(K₁, 121)から形成された畳み込み積(41、61)とから得られ、

上記時点k+1における第2の係数セット(K₂, 131)は、K_QI係数セット(91)及びK_Q係数セット(111)の係数を結合することによって作られ、上記K_QI係数セット(91)は、第1の復調されたデータストリーム(I, 31)と第2の復調されたデータストリーム(Q, 32)及び上記時点kにおける第2の係数セット(K₂, 131

10

20

から形成された畳み込み積(81)とから得られ、上記KQ係数セット(111)は、第2の復調されたデータストリーム(Q, 32)と第2の復調されたデータストリーム(Q, 32)及び上記時点kにおける第2の係数セット(K2, 131)から形成された畳み込み積(81、101)とから得られ、
畳み込み積の結果を形成するため、関連する復調されたデータストリーム(I, 31; Q, 32)は、上記フィルタ(20)のフィルタ伝達関数に対して逆であるフィルタ伝達関数(40, 60, 80, 100)によってフィルタリングされる段階よりなることを特徴とする方法。

【請求項2】

搬送波上に変調されるデータストリーム(I)を、データストリーム(I)用の復調器(30)の上流の信号路に配置された制御可能なノンリカーシブフィルタ(20)により等化し、前記制御可能なノンリカーシブフィルタは、復調されたデータストリームによって制御される係数(K, 141)を有する、方法であって、
第1の時点k+1における係数セット(K, 141)は、復調されたデータストリーム(I, 31)と復調されたデータストリーム(I, 31)及び第1の時点よりも前の第2の時点kにおける係数セット(K, 141)から形成された畳み込み積(X, 41)とから得られ、畳み込み積の結果を形成するため、復調されたデータストリーム(I, 31)は、上記フィルタ(20)のフィルタ伝達関数に対して逆であるフィルタ伝達関数によってフィルタリングされる(40)ことを特徴とする方法。

【請求項3】

共通搬送波上に互いに直角位相変調された2つのデータストリーム(I, Q)を等化する、2つのデータストリーム(I, Q)用の復調器(30)の上流の信号路に配置された制御可能なノンリカーシブフィルタ(20)を有し、前記制御可能なノンリカーシブフィルタは、2つのデータストリームの夫々に対して別々に作用し復調されたデータストリームによって制御される2つの係数セットからの係数(K1, 121; K2, 131)を有する、装置であって、

KI係数セット(51)及びKIQ係数セット(71)の係数を結合することによって、第1の時点k+1における第1の係数セット(K1, 121)を作り、プロセッサ(50, 70, 90, 110)は、KI係数セット(51)を、第1の復調されたデータストリーム(I, 31)と第1の復調されたデータストリーム(I, 31)及び第1の時点よりも前の第2の時点kにおける第1の係数セット(K1, 121)から形成された畳み込み積(41)とから計算し、KIQ係数セット(71)を、第2の復調されたデータストリーム(Q, 32)と第1の復調されたデータストリーム(I, 31)及び上記時点kにおける第1の係数セット(K1, 121)から形成された畳み込み積(41、61)とから計算する場合である、第1の結合手段(120)と、

KQI係数セット(91)及びKQ係数セット(111)の係数を結合することにより、上記時点k+1における第2の係数セット(K2, 131)を作り、プロセッサ(50, 70, 90, 110)は、KQI係数セット(91)を、第1の復調されたデータストリーム(I, 31)と第2の復調されたデータストリーム(Q, 32)及び上記第2の時点kにおける第2の係数セット(K2, 131)から形成された畳み込み積(81)とから計算し、KQ係数セット(111)を、第2の復調されたデータストリーム(Q, 32)と第2の復調されたデータストリーム(Q, 32)及び上記時点kにおける第2の係数セット(K2, 131)から形成された畳み込み積(81、101)とから計算する、第2の結合手段(130)と、

復調器(30)の下流に配置され、畳み込み積の結果を形成するため、関連する復調されたデータストリーム(I, 31; Q, 32)を、上記フィルタ(20)のフィルタ伝達関数に対して逆であるフィルタ伝達関数によってフィルタリングするフィルタ手段(40, 60, 80, 100)とよりなることを特徴とする装置。

【請求項4】

搬送波上に変調されるデータストリーム(I)を、データストリーム(I)用の復調器(

10

20

30

40

50

30)の上流の信号路に配置された制御可能なノンリカーシブフィルタ(20)により等化し、前記制御可能なノンリカーシブフィルタは、復調されたデータストリームによって制御される係数(K, 141)を有する装置であって、復調されたデータストリーム(I, 31)と復調されたデータストリーム(I, 31)及び第1の時点よりも前の第2の時点kにおける係数セット(K, 141)から形成された畳み込み積(X, 41)とから第1の時点k+1における係数セット(K, 141)を計算し、畳み込み積の結果を形成するため、復調器(30)の下流に配置されるフィルタ(40)は、上記フィルタ(20)のフィルタ伝達関数に対して逆であるフィルタ伝達関数によって、復調されたデータストリーム(I, 31)をフィルタリングする、プロセッサ(50)を有することを特徴とする装置。

10

【発明の詳細な説明】

本発明は、データストリームを等化する処理及び装置に関する。

従来の技術

線形歪み、特にエコーは、ディジタル変調された電気通信信号の伝送中、伝送路の受信器迄の間に発生する。エコーは時間と共に変化しうるため、適応等化が実行されねばならない。更に、受信器内での歪みは、復調路でも起こりえ、等化の際、考慮されねばならない。欧州特許第B-0 179 393号は、等化のため、係数が適応してセットされ得る表面波フィルタの使用を開示している。表面波フィルタは、復調路の上流に配置される。係数を計算するため、表面波フィルタの上流の歪んだ搬送周波信号を、等化された表面波フィルタの下流の搬送周波信号と比較するのが通常である。従って、復調路で歪みを検出することは不可能である。

20

1989年6月1日及び2日に、ペンシルベニア州Villanovaにおいて開催された、IEEE電気通信、コンピュータ及び信号処理についての環太平洋会議の予稿集の482-486ページ(W.E.Mattis著)及び欧州特許第A-0 106 136号は、データストリームのための復調器の上流の信号路に配置される非反復フィルタを有し、その係数は復調されたデータストリームによって制御される2つの直角位相変調されたデータストリームを等化する方法を記載している。しかしながら1つは信号を等化するため、もう1つは等化器の係数をセットするための2つの復調器が必要である。

発明

本発明は、伝送路及び受信器において発生する信号干渉は、フィルタ係数の改良された制御によって等化されることような方法を特定することを目的とする。この目的は、請求項1及び2において特定される方法によって達成される。

30

本発明による方法の有利な発展は、従属する請求項から得られる。

本発明の更なる目的は、本発明による方法に適用するための装置を特定することである。

この目的は、請求項3及び4において特定される装置によって達成される。

本発明による装置の有利な発展は、添付の従属する請求項からわかる。

図面

以下図面を用い、本発明を詳述する。図中、

図1乃至図4は本発明による等化装置の典型的な実施例のブロック図を示し、

図5は図1乃至図4による装置に適切なフィルタのブロック図を示す。

40

典型的な実施例

図1は、2つの成分伝達関数 $H_I(z)$ 及び $H_Q(z)$ を有するノンリカーシブFIRフィルタ20、直角位相振幅復調器30、加算器回路120、加算器回路130、データストリームIを逆フィルタ伝達関数 $1/H_I(z)$ によって変換する回路40、データストリームIを同様に逆フィルタ伝達関数 $1/H_I(z)$ によって変換する回路60、データストリームQを逆フィルタ伝達関数 $1/H_Q(z)$ によって変換する回路80、データストリームQを同様に逆フィルタ伝達関数 $1/H_Q(z)$ によって変換する回路100、I成分のためのプロセッサI50、IQ成分のためのプロセッサIQ70、QI成分のためのプロセッサQI90、Q成分のためのプロセッサQ110とからなる装置を示す。

入力信号A10は、搬送周波範囲の、線形に歪み、特にエコーで歪んだ直角位相振幅変調

50

信号である。この信号 10 は、図 5 による構造を有する、セット可能なノンリカーシブ FIR フィルタ 20 (最終インパルス応答横方向フィルタの入力信号である。このセット可能な非反復 FIR フィルタ 20 のフィルタリングされた出力信号 B 21 は、直角位相振幅復調器 30 の入力信号であり、この場合、夫々の場合に相互に 90 度の位相シフトされた 2 つの出力信号 I 31 及び Q 32 は、入力信号を分割し、また 1 つの成分を搬送信号 $\sin(W_T t)$ で乗じ、他の成分を搬送信号 $\sin(W_T t + T/2)$ で乗ずることによって発生する。この場合、時定数 T は、復調された信号の 2 つのすぐに隣接する符号の間の暫時の間隔である。QAM 復調器の 1 つの出力信号 I 31 は、データストリーム I を逆フィルタ伝達関数 $1/H_I(z)$ によって変換する回路 40 およびデータストリーム I を逆フィルタ伝達関数 $1/H_I(z)$ によって変換する回路 60 への入力信号であり、同時に装置の出力信号 I である。成分信号 Q 32 は、データストリーム I を逆フィルタ伝達関数 $1/H_Q(z)$ によって変換する回路 80 およびデータストリーム Q を逆フィルタ伝達関数 $1/H_Q(z)$ によって変換する回路 100 への入力信号であり、同時に装置の出力信号 Q である。逆フィルタ伝達関数 $1/H_I(z)$ 及び逆フィルタ伝達関数 $1/H_Q(z)$ によってデータストリーム I 及び Q を変換する回路 40、60、80、100 は、ノンリカーシブ FIR フィルタ 20 が復調器の上流に配置され、装置の線形に歪んだ入力信号 A 10 は、直接は夫々のプロセッサ I 50、IQ 70、QI 90、Q 110 へのベースバンドの入力信号ではない状況を補正する。復調器の上流のノンリカーシブ FIR フィルタ 20 はまた、復調器で FIR フィルタ 20 の下流まで起こらない復調器歪みを補正する。回路 40 の出力信号は、逆フィルタ伝達関数 $1/H_I(z)$ によって信号 I の畳み込みとして発生する。信号 X_{I41} 及び信号 X_{I61} は、以下の微分方程式を実行することにより信号 I 31 からの時点 t において決定されうる。

$$X_{I1}(t) = 1/a_{01} \cdot (I(t) - a_{11} \cdot X_{I1}(t-T) - X_{I1}(t-2T) - \dots - X_{I1}(t-nT))$$

この場合、フィルタ係数は、時点 k における係数セット K_1 に対応する。2 つの信号 X_{Q81} 及び X_{Q101} は、同様に信号 Q 32 から発生し、時点 k において係数セットとして K_2 を取る必要がある。この微分方程式は、リカーシブは IIR [sic] フィルタを示し、それは夫々下流のプロセッサ 50、70、90、110 のソフトウェアとして実現されえ、つまり回路セクション 40 と 50、60 と 70、80 と 90、100 と 110 もまた電気回路機構の点から見るとユニットと見なすことができる。変換のための回路 40 の出力信号 X_{I41} は、プロセッサ 50 への入力信号である。このプロセッサ 50 への第 2 の入力、装置の出力信号 I 31 である。プロセッサ 70 の入力信号 X_{I61} は、変換のための回路 60 の出力信号であり、プロセッサ 70 への第 2 の入力信号 32 は、装置の出力信号 Q 32 である。変換のための回路 80 の出力信号 X_{Q81} は、プロセッサ 90 への入力信号である。このプロセッサ 90 への第 2 の入力、装置の出力信号 I 31 である。プロセッサ 110 の第 1 の入力信号 X_{I101} は、変換のための回路 100 の出力信号であり、プロセッサ 110 への第 2 の入力信号 32 は、装置の出力信号 Q 32 である。プロセッサ 50、70、90、110 は、図 5 による FIR フィルタ 20 の夫々の係数セット K_1 、51、 K_{IQ71} 、 K_{QI91} 、 K_{Q111} を計算し、特に新しい (k+1) 番目の係数セットは、k 番目の係数セットから補正値を差し引くことによって得られる反復アルゴリズムを実行する。

$$a_i(k+1) = a_i(k) - \text{補正値}$$

この補正値は、プロセッサ内の 2 つの入力信号から形成される。このような反復アルゴリズムの例は、係数指数 i、フィルタ係数 a_i 、ステップサイズ係数 μ 、瞬間的なフィルタ出力値 y_k 、基準値 y 及び歪んだ入力値 X_{k-i} として、以下の数学的関数を有する最小平均二乗アルゴリズムによって特定される。

$$a_i^{(k+1)} = a_i^{(k)} - \mu \cdot (y_k - y_r) \cdot X_{k-i}$$

計算された係数 K_{I51} は、プロセッサ I 50 の出力信号である。これは加算器回路 120 の第 1 の入力へと導かれる。加算器回路 120 の第 2 の入力信号は、出力信号 K_{IQ71} であり、係数セットはプロセッサ IQ 70 によって計算される。加算器回路 120 は、成

10

20

30

40

50

分を夫々2つの係数セット K_{151} 及び K_{1Q71} の同じ指数番号と結合させ、以下の規則に従って動作する。

$$a_{01} = a_{01} + a_{01Q}, a_{02} = a_{0Q} + a_{0Q1},$$

$$a_{11} = a_{11} + a_{11Q}, a_{12} = a_{1Q} + a_{1Q1},$$

$$a_{21} = a_{21} + a_{21Q}, a_{22} = a_{2Q} + a_{2Q1},$$

等

$$a_{n1} = a_{n1} + a_{n1Q}, a_{n2} = a_{nQ} + a_{nQ1}$$

出力信号 K_{1121} は、新しい係数セットであり、図5に従ってFIRフィルタ20の係数のI部分を制御し、成分伝達関数 $H_I(z)$ を形成する。この信号121もまた、変換回路40へ導かれる。FIRフィルタ20の係数の他のQ部分は、新しい係数セット K_{2131} であり、加算器回路130の中で同等の方法により係数セット K_{Q191} 及び K_{Q111} から決定され、成分伝達関数 $H_Q(z)$ を形成する。この信号131はまた、変換回路80へ導かれる。

図2は、2つの成分伝達関数 $H_I(z)$ 及び $H_Q(z)$ と、QAM復調器30と、逆フィルタ伝達関数 $1/H_I(z)$ によりデータストリームIを変換する回路40と、逆フィルタ伝達関数 $1/H_Q(z)$ によりデータストリームQを変換する回路80と、I成分のためのプロセッサI50と、Q成分のためのプロセッサQ90と、装置の出力信号I31及びQ32をプロセッサI50の第2の入力へと切り替えて通すためのスイッチI140と、装置の出力信号I31及びQ32をプロセッサQ50の第2の入力へと切り替えて通すためのスイッチI150とを有する非反復FIRフィルタ20からなる装置を示す。図2と図1との違いは、図1の加算器回路120及び130が除去され、係数セット K_{1121} 及び K_{2131} は、夫々のプロセッサI50及びプロセッサQ90において図1と同様に前もって互に加算されているような簡易化にある。外部に向かって、図2の装置は、図1の装置と全く同様に、信号A10、I31及びQ32を基準にして作用する。更に、図1では4つのプロセッサI、IQ、QI及びQが必要とされる代わりに、ただ2つのプロセッサI50及びQ90が必要とされ、同様に、データストリームの変換のためにただ2つの上流回路40及び80が必要とされる。この図2の2つのプロセッサI及びQは、入力I31及びQ32のための夫々の反復アルゴリズムを処理するため、夫々固有に時分割多重を使用する。更に、図1と対照に、図2では、その入力信号が装置の出力信号I31及びQ32であるスイッチI140及びスイッチQ150が要求される。スイッチI140のスイッチングマトリクスは、例えば以下の形であり得る。

スイッチ位置	I	Q	Y_{IQ}
1	L	O	L
2	O	L	L

スイッチQ150のスイッチングマトリクスは、例えば以下の形であり得る。

スイッチ位置	I	Q	Y_{QI}
1	O	L	L
2	L	O	L

2つのスイッチのための2つのスイッチ位置は、 $1/T$ の符号周波数を用いて同期して制御される。夫々のスイッチが変わる前に、夫々それまでに計算された係数セットは、次の係数セットが計算されるまでバッファリングされる。すると、2つの係数セット K_{151} 、 K_{1Q71} は、プロセッサIにおいて新しい係数セット K_{1121} となるよう加算され、図1で示されるように、2つの係数セット K_{Q191} 、 K_{Q111} は、プロセッサQにおいて新しい係数セット K_{2131} となるよう加算される。

図3は、2つの成分伝達関数 $H_I(z)$ 及び $H_Q(z)$ と、QAM復調器30と、逆フィルタ伝達関数 $1/H_I(z)$ によりデータストリームIを変換する回路40と、逆フィルタ

10

20

30

40

50

伝達関数 $1/H_Q(z)$ によりデータストリーム Q を変換する回路 80 と、プロセッサ I 50 と、2つの変換回路 40 及び 80 の出力信号 X_{I41} 及び X_{Q81} をプロセッサ 50 の第 1 の入力へと切り替えて通すためのスイッチ X_{160} と、装置の出力信号 I_{31} 及び Q_{32} を切り替えて通すためのスイッチ Y_{170} とを有する非反復 FIR フィルタ 20 からなる装置を示す。図 3 の装置は、図 2 との比較により更に簡易化される。スイッチ X_{160} の出力信号 161 は、プロセッサ 50 の第 2 の入力である。図 3 と図 1 との違いは、図 1 の加算器回路 120 及び 130 が除去され、係数セットは、同様に前もって互いに加算されているような更なる簡易化にある。外部に向かって、図 3 の装置は、図 1 の装置と全く同様に、信号 A_{10} 、 I_{31} 及び Q_{32} に関して作用する。更に、図 2 との比較による更なる簡易化として、図 1 では 4 つのプロセッサ I、I_Q、Q_I 及び Q が必要とされる代

10

わりに、ただ 1 つのプロセッサ 50 が必要とされ、データストリームの変換のためのただ 2 つの上流回路 40 及び 80 に関しても同様である。この図 3 のプロセッサ 50 は、異なる入力 X_{161} 及び Y_{171} のため時分割多重により、夫々の反復アルゴリズムを処理する。更に、図 1 と対照に、図 3 では、スイッチ X_{160} 及びスイッチ Y_{170} が要求される。スイッチ X_{160} のスイッチングマトリクスは、例えば以下の形であり得る。

スイッチ位置	X_I	X_Q	X
1	L	O	L
2	L	O	L
3	O	L	L
4	O	L	L

20

スイッチ Y_{170} のスイッチングマトリクスは、例えば以下の形であり得る。

スイッチ位置	I	Q	Y
1	L	O	L
2	O	L	L
3	O	L	L
4	L	O	L

30

2 つのスイッチのための 4 つのスイッチ位置は、 $1/T$ の符号周波数を用いて同時に制御される。夫々のスイッチが変わる前に、夫々それまでに計算された係数セットは、次の係数セットが計算されるまでバッファリングされる。すると、2 つの係数セット K_{I51} 、 K_{IQ71} は、プロセッサ I において新しい係数セット K_{I121} となるよう加算され、図 1 で示されるように、2 つの係数セット K_{Q191} 、 K_{Q111} は、プロセッサ Q において新しい係数セット K_{2131} となるよう加算される。2 つの新しい係数セット K_1 及び K_2 は、FIR フィルタ 20 へ導かれる。

図 4 は、伝達関数 $H(z)$ と、振幅変調器 30 と、逆フィルタ伝達関数 $1/H(z)$ によりデータストリーム I を変換する回路 40 と、プロセッサ 50 とを有する非反復 FIR フィルタ 20 からなる装置を示す。図 4 の装置は、図 1、図 2 及び図 3 と比較して更に簡易化され、図 2 及び図 3 は、信号 Q がゼロである純粋に振幅変調された特別な場合である。成分 Q もまたゼロでありえ、この場合はデータストリームは Q_{31} である。変換のための回路 40 の出力信号 41 はプロセッサ 50 の入力である。プロセッサの第 2 の入力信号は、装置の出力信号 31 である。この図 4 のプロセッサは、時分割多重を用いては動作せず、2 つの入力信号 X_{41} 及び I_{31} のための反復アルゴリズムのみを用いる。従って、結果はまた、回路 40 及び非反復 FIR フィルタ 20 へと送られる係数セット K_{141} のみである。装置の出力信号の Q 成分はゼロであるため、同様に I 係数 a_{01} 、 a_{11} 、 a_{21} 、 a_{31} 、 $\dots$ 、 a_{n1} のみが図 5 の非反復 FIR フィルタ 20 にセットされ、全ての他の係数

40

50

$a_{02}, a_{12}, a_{22}, a_{32}, \dots, a_{n2}$ は永久にゼロである。これは、係数から係数の間に、 T の時間遅延のみを有するFIRフィルタと同義である。

図5の装置は、 $2 \cdot (n+1)$ の同様な倍率器回路30と、 $2 \cdot (n+1)$ の同様なタイムディレイ回路20と、加算器回路40からなる。入力信号A10は、 $2 \cdot (n+1)$ の成分信号へと分割され、夫々の成分は夫々タイムディレイ回路20及び倍率器回路30を通過して導かれる。全ての $2 \cdot (n+1)$ の成分信号は、加算器回路40において共に加算される。係数 $a_{01}, a_{11}, a_{21}, a_{31}, \dots, a_{n1}$ は、係数セットK160によって、装置の倍率器としてセットされる。係数 $a_{02}, a_{12}, a_{22}, a_{32}, \dots, a_{n2}$ は、係数セットK270によって、装置の倍率器としてセットされる。装置の出力信号B50は、倍率器30によって重みづけられ、時定数 $T/2$ によって遅延された、 $2 \cdot (n+1)$ の成分信号の加算によって発生する。時定数 T は、ベースバンド内のすぐに隣接する符号の発生の間の暫時の間隔に相当する。ユーザにとっては、図5のFIRフィルタは、ベースバンドのクロック周波数 $fT = 1/T$ と比較し、2倍の周波数 $2fT$ で外部に対して動作する。これは、2倍の過剰サンプリングに相当する。従って時間 t における装置の出力信号B50は以下の通りである。

$$B(t) = a_{01}A(t) + a_{02}A(t - T/2) + a_{11}A(t - T) + a_{12}A(t - 3T/2) + \dots + a_{n2}A(t - nT)$$

図4の振幅変調の特別な場合、係数 $a_{02}, a_{12}, a_{22}, a_{32}, \dots, a_{n2}$ は、全て付随的にゼロであり、成分信号の間の暫時の間隔は従って、直角位相の振幅変調の場合の $T/2$ の代わりに、 T である。

【図1】

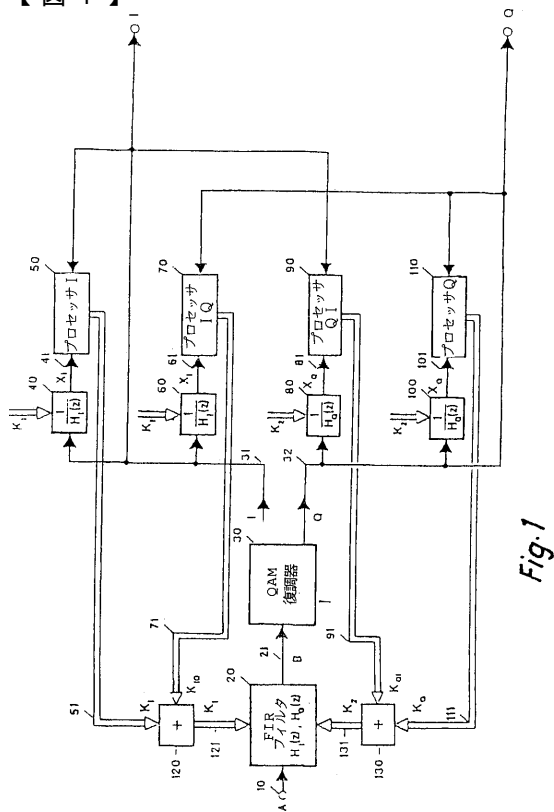


Fig.1

【図2】

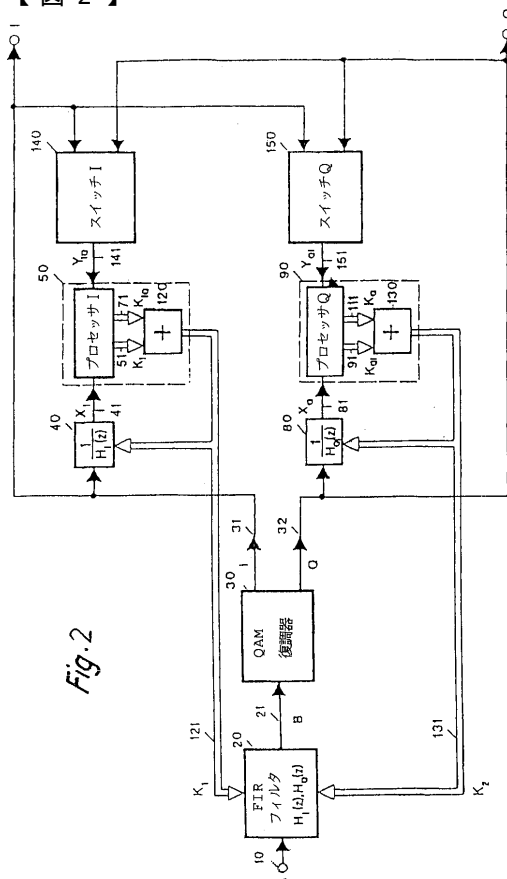


Fig.2

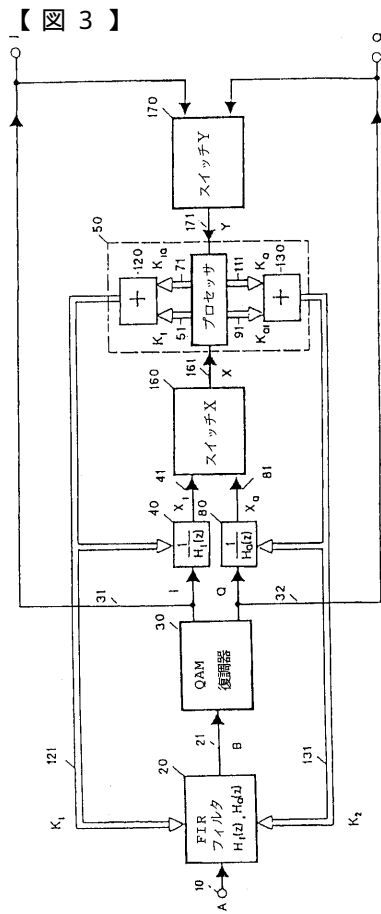


Fig. 3

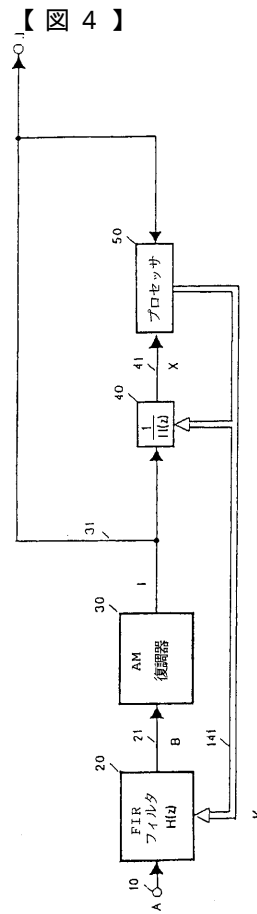


Fig. 4

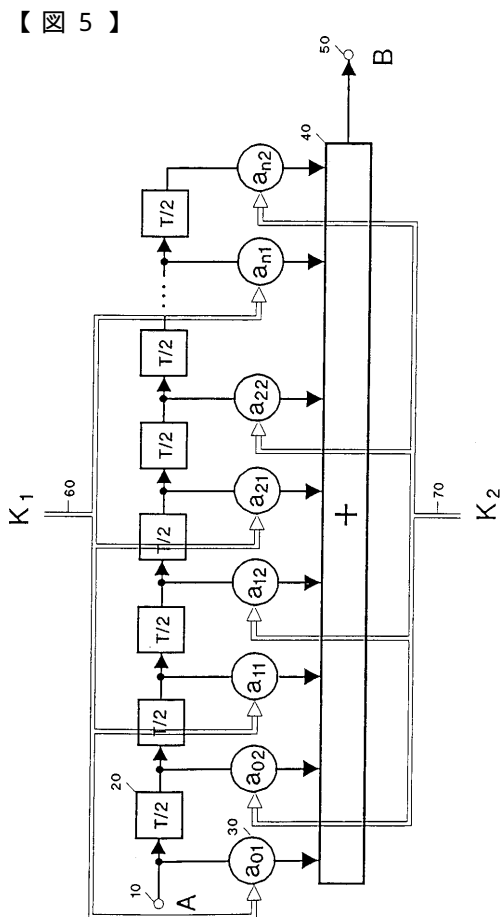


Fig. 5

フロントページの続き

(72)発明者 ディンゼル, ズィークフリート
ドイツ連邦共和国, 8 0 8 0 3 ミュンヘン, ウンエアトルシュトラッセ 2 1 番

審査官 角田 慎治

(56)参考文献 特開昭59-70027(JP,A)
特開平3-139069(JP,A)
特公昭60-13346(JP,B1)
特開昭62-260434(JP,A)
W.E.MATTIS, 'A HYBRID FRACTIONALLY SPACED DIGITALLY CONTROLLED EQUALIZER FOR SATTELITE SYSTEMS', IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, カナダ, 1989年 6月, P.428-486

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H04L 27/00 - 27/38

H03H 17/00 - 17/08

H04B 1/06

H04B 1/16

H04B 1/76

H04B 3/00 - 3/44

H04B 3/50 - 3/60

H04B 7/00 - 7/015