

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3976340号
(P3976340)

(45) 発行日 平成19年9月19日(2007.9.19)

(24) 登録日 平成19年6月29日(2007.6.29)

(51) Int. Cl.	F I				
HO4B 10/04 (2006.01)	HO4B	9/00	L		
HO4B 10/06 (2006.01)	HO3F	1/32			
HO4B 10/142 (2006.01)					
HO4B 10/152 (2006.01)					
HO3F 1/32 (2006.01)					

請求項の数 11 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願平9-517933	(73) 特許権者	トムソン ブロードキャスト システムズ フランス国, 95801 セルジー・ポン トワズ・セデックス, プワト・ポスタル 8244, リュ・デュ・プティールビ 17番
(86) (22) 出願日	平成8年11月7日(1996.11.7)	(74) 代理人	弁理士 伊東 忠彦
(65) 公表番号	特表平10-512735	(72) 発明者	エルゴル, ステファヌ フランス国, 35520 ラ・メジエール ラ・ボヴェリ(番地なし)
(43) 公表日	平成10年12月2日(1998.12.2)	(72) 発明者	アルディ, パトリク フランス国, 35580 ボロン, レ・シ ャン・ド・ラ・レンヌレ(番地なし)
(86) 国際出願番号	PCT/FR1996/001755		
(87) 国際公開番号	W01997/017773		
(87) 国際公開日	平成9年5月15日(1997.5.15)		
審査請求日	平成15年11月7日(2003.11.7)		
(31) 優先権主張番号	95/13282		
(32) 優先日	平成7年11月9日(1995.11.9)		
(33) 優先権主張国	フランス(FR)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 非線形性を評価する方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

装置の上流でパイロット信号を発生し、上記装置の出力で上記パイロット信号の相互変調積の成分を測定することにより、上記装置の非線形性を評価する方法であって、上記パイロット信号は、既知の特性の相互変調積を送出する少なくとも1台の既知の非線形装置を通過し、

上記既知の相互変調積の少なくとも1個の成分は、同期検波回路を用いて、測定されるべき成分に関係した少なくとも1個の信号を変調するためハーネス化され、

上記既知の非線形装置を通過する上記パイロット信号は、測定されるべき上記装置からの出力信号をフィルタ処理することにより引き出されることを特徴とする方法。

10

【請求項2】

装置の上流でパイロット信号を発生し、上記装置の出力で上記パイロット信号の相互変調積の成分を測定することにより、上記装置の非線形性を評価する方法であって、

上記パイロット信号は、既知の特性の相互変調積を送出する少なくとも1台の既知の非線形装置を通過し、

上記既知の相互変調積の中の少なくとも1個の成分は、測定されるべき少なくとも1個の成分を、同期検波回路により行われる移調信号に対する変調のために選択された特定の周波数へと移調するためにハーネス化されることを特徴とする方法。

【請求項3】

ハーネス化された上記既知の相互変調積の成分は、測定されるべき成分に係する信号と

20

同じ周波数を有し、上記同期検波回路を直接変調することを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 4】

測定されるべき成分に係る信号は、測定されるべき成分であり、この測定されるべき成分は、2 次の既知の非線形装置を用いて測定されるべき別の成分の周波数に移調されることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 5】

ハーネス化は、上記特定の周波数に対応する値の相互変調積の移調であることを特徴とする請求項 2 記載の方法。

【請求項 6】

上記同期検波回路は 2 本の直交パスを備えた回路であることを特徴とする請求項 1 乃至 5 のうちいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 7】

既知の非線形装置は、2 値乗算器が後に続く閾値比較器により構成されることを特徴とする請求項 1 乃至 6 のうちいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 8】

上記同期検波回路により測定されるべき信号の周波数で阻止するフィルタが、相互変調成分とは無関係に連続的な信号を測定すべく、上記同期検波回路の入力に接続されていることを特徴とする請求項 1 乃至 7 のうちいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 9】

装置を通過するパイロット信号の発生器からなる上記装置の非線形性の評価器であって、既知の相互変調積を生成するため、上記装置の出力から上記パイロット信号を受ける既知の非線形装置と、

測定されるべき上記装置の上記相互変調積の中の 1 個の成分を受ける同期検波回路とを更に有し、

上記同期検波器の変調用の信号は上記既知の相互変調積の周波数と同じ周波数の成分であることを特徴とする評価器。

【請求項 10】

装置を通過するパイロット信号の発生器からなる上記装置の非線形性の評価器であって、特定の変調周波数で動作する同期検波回路と、

上記装置の出力に接続され、測定されるべき上記相互変調積の成分を、上記同期検波回路の上記変調周波数と等しい周波数に移調する少なくとも 1 台の既知の非線形装置とを更に有し、

上記移調された信号は、上記同期検波回路の入力に伝達される信号であり、上記パイロット信号と関係し、既知の特性からなることを特徴とする評価器。

【請求項 11】

上記移調された信号は、上記同期検波回路の変調信号を受け、上記パイロット信号が供給された第 3 の既知の非線形装置からの既知の相互変調積の成分を受ける第 2 の既知の非線形装置から生成されることを特徴とする請求項 10 記載の評価器。

【発明の詳細な説明】

本発明は非線形回路に係り、特に、非線形回路の線形性を補正する装置に関する。

本発明は、例えば、信号の光ファイバー伝送のためレーザーからの光信号を変調する回路に適用される。レーザーの出力に接続された外部変調器を用いて行われる変調は、非線形性の発生源である。

信号を伝送するシステムは、一般的にシステムを構成する種々の素子の非線形性に反応する。上記素子の非線形性が物理的に与えられる場合に、システムの全体的な性能を改良するため線形化装置を追加することが可能である。この場合、線形化装置のパラメータを最適化するため、補正されるべきシステムの残留する非線形性を測定する手段を利用する必要がある。システムの非線形性が時間的に変化することが要求される場合、線形化装置に実時間的に反応すべく測定装置をシステム内に組み込むことが必要である。

10

20

30

40

50

非線形性を評価する従来の手段は、1個以上のパイロット信号を使用する。図1には従来技術による装置が示される。

通常シヌソイド形のパイロット信号は、パイロット発振器又は発生器1により発生される。このパイロット信号は、伝送されるべき信号又は有効な信号が第1の入力に供給される加算器2の第2の入力に送られる。非線形性に起因する妨害性の影響が補正されるべき非線形装置は、パイロット周波数発生器の下流、例えば、加算器2の出力に接続される。カップラ4は、非線形装置により生成された相互変調を非線形装置の結合出力から引き出す(タップオフする)ため、非線形装置の出力に接続される。カップラからの直接出力は、ハーネス化(harness)されるべき信号を伝達し、先に加算されたパイロット信号を取り除くため選択的にフィルタ処理が行われる。結合出力から取り出された信号は、2次の相互変調信号を測定する1本のパス、或いは、連続的な次数の相互変調信号を測定する数本のパス、例えば、図示される如く2本のパスの入力に送信される。各パスは、周波数がパスの相互変調の次数と対応する高調波を選択するための第1のバンドパスフィルタ5.1、5.2と、その後接続され、フィルタ処理された信号の振幅又は電力を測定する検波器6.1、6.2により構成される。検波器は、単純なダイオード、又は、ボロメータのような抵抗及び温度測定手段と関係した装置でも構わない。検波器の出力は、スプリアス周波数を除去するローパスフィルタ7.1、7.2に連結される。各パスの出力(或いは、単独の場合には測定パスの出力)は、制御装置8に接続され、制御装置8自体は非線形装置に接続される。制御装置は、受信された信号を、非線形装置の非線形性の補正用入力に適切な制御信号に変換する。

このタイプの装置には重大な欠点がある。上記装置は相互変調の位相に関する情報を提供し得ず、特に、装置がノイズの中で動作しているときに反応しない。かかる装置は、相互変調積、即ち、測定されるべき非線形性のレベルが非常に低い場合に適当ではない。上記のタイプの装置の感度の改良はコストの増加を生じる。かくして、相互変調積の効果的なフィルタ処理を行うためには、高性能であり、かつ、構成上の精巧さを要するノイズフィルタ5.1、5.2だけではなく、完全に周波数安定性のあるパイロット信号を使用しなければならない。

本発明の目的は上記の欠点を解消することである。本発明の要旨は、装置の出力で相互変調積の成分を測定するため1個以上のパイロット信号を上記装置の上流に発生させることにより装置の非線形性を評価する方法であり、上記パイロット信号は、既知の特性の相互変調積を伝達する少なくとも1台の既知の非線形装置を通過し、少なくとも1個の既知の相互変調積は、同期検波回路を用いて、測定されるべき上記成分に関係した少なくとも1個の信号を変調するためハーネス化されることを特徴とする。

上記の方法は、位相情報によって非線形装置をより高速に補正し得る点が有利である。標準的なフィルタを使用し、パイロット信号に関する制約を減少させることにより、評価装置の感度は改良され、コストは削減される。

本発明の特徴及び利点は、添付図面を参照してその例に限定されることなく与えられた以下の説明からより明解になる。添付図面において、

図1は従来技術による非線形性を測定する装置を表わす図である。

図2は、本発明による非線形性を測定する装置を原理的に表わす図である。

図3は上記装置の一変形例を表わす図である。

図4は2次及び3次の相互変調積を考慮して非線形性を測定する装置を表わす図である。

図5は第1の実施例を表わす図である。

図6は第2の実施例を表わす図である。

図7は非線形性を測定する装置の応用を示す図である。

本発明による装置は図2に示される。この装置は、従来装置と同様に、測定されるべき非線形装置の上流に供給されたパイロット信号を使用する。非線形装置に供給するため必要とされる有効な信号は、加算器9の第1の入力に予め与えられる。上記の如く、第2の入力は、例えば、非線形装置の通過域内に周波数があるシヌソイド状の信号を発生するパイロット発生器10により供給される。加算器の出力は、非線形性が補正されるべき非線

10

20

30

40

50

形装置 11 の入力に接続される。非線形装置の出力は、直結パスが有効信号を伝達するカプラ 12 に連結される。この信号は、次に、必要であるならば、その信号からパイロット信号を除去するため、下流の回路によって選択的にフィルタ処理される。

結合出力は、図 2 に破線で表わされた特性測定装置 13 に接続される。測定装置は新規の方法で非線形性の検出を行う。

結合パスにより伝達された信号は、フィルタ処理によりパイロット信号を選択する第 1 のバンドパスフィルタ 14 に供給される。第 1 のバンドパスフィルタの出力は、既知の非線形装置 15、即ち、例えば、伝達関数の係数のような非線形特性が分かっている装置の入力に接続される。既知の非線形装置は、非線形装置 11 により発生された信号と同じ周波数で相互変調信号を発生する。2 次の相互変調信号は、既知の非線形装置の出力に接続されたバンドパスフィルタ 16 によって、出力で得られる信号から抽出される。2 次の相互変調信号は、次に、図 2 に破線で示された 2 本の直交パスを備えた同期検波回路 17 の変調入力に伝達される。

10

結合パスで伝達された信号は、測定すべき相互変調信号、即ち、非線形装置 11 から発生した 2 次相互変調信号をフィルタ処理を行うことにより選択する第 2 のバンドパスフィルタ 18 に供給される。第 2 のバンドパスフィルタの出力は、同期検波回路 17 の信号入力を介して、以下に説明する同期検波回路の 2 本の各パスに供給される。

同期検波回路は、2 台の乗算器 19 及び 20 を含み、各乗算器の第 1 の入力にはフィルタ 18 からの信号を受ける。第 1 の乗算器 19 の第 2 の入力にはフィルタ 16 からの信号が供給され、第 2 の乗算器の第 2 の入力には、フィルタ 16 からの信号が乗算器 20 を駆動する前に位相偏移回路 21 を通過して $\pi/2$ だけ位相偏移されて供給される。乗算器 19 及び 20 の出力は、夫々、単一の連続成分をフィルタ処理するローパスフィルタ 22 及び 23 に連結される。2 個の対応する出力は、必要とされる相互変調の振幅及び位相を測定することが可能な同期検波回路の直交出力 I 及び Q である。

20

同期検波器はフィルタの複雑さを著しく削減することが可能である。かくして、相互変調を予め選択するバンドパスフィルタ 18 は高度の選択性を有する必要はなく、有効信号及びパイロット信号による同期検波回路の飽和を防止するだけでよい。選択性は検波器の出力に設けられたローパスフィルタ 22 及び 23 により得られる。

以下の説明では、パイロット信号の角周波数を ω_1 とする。

同期検波回路の第 2 の入力上の変調信号は既知である。その理由は、この変調信号が既知の特性：

30

$$B = A_b \cdot \cos(2\omega_1 t + \phi_b)$$

を備えた非線形装置によって加えられた角周波数 ω_1 を有する既知のパイロット信号の 2 次高調波だからである。式中、 A_b 及び ϕ_b は既知の非線形装置 15 により発生された 2 次高調波の振幅及び位相を表わす。

フィルタ 18 からの信号は以下の値：

$$C = A_c \cdot \cos(2\omega_1 t + \phi_c)$$

を有する。式中、 A_c 及び ϕ_c は非線形装置 11 により発生された 2 次高調波の振幅及び位相を表わす。

出力 I に対応する信号 $B \times C$ の連続的な成分は以下の値：

40

$$I = B \times C = 1/2 \cdot A_b \cdot A_c \cdot \cos(\phi_b - \phi_c)$$

を有する。(信号 B から $\pi/2$ の位相偏移がある) 出力 Q に対応する成分は以下の値：

$$Q = 1/2 \cdot A_b \cdot A_c \cdot \sin(\phi_b - \phi_c)$$

を有する。

従って、上記の連続的な信号の連続的な成分の振幅の測定によって、非線形装置 11 から発生した 2 次の相互変調信号の位相 ϕ_c 及び振幅 A_c が確かめられる。

明らかに、この装置をより高次の相互変調信号の測定まで拡張することが可能であり、それに従って、フィルタ 16 及び 18 は上記信号をフィルタ処理するため適合させられる。

図 3 は上記装置の一変形例を表わす図である。非線形装置 11 の出力で信号の一部を引き出し、フィルタ 14 を用いてその信号の一部をフィルタ処理することにより既知の非線形

50

装置に伝達されたパイロット信号を再生する代わりに、一変形例ではパイロット発生器からの信号が既知の非線形装置 15 に直接伝達される。

同一の素子には同一の番号が付けられている。パイロット発生器 10 は、加算器 9 の第 2 の入力に接続され、同時に既知の非線形装置 15 の入力に接続される。この例の場合、フィルタ 14 は必要ではなくなる。

即ち、既知の非線形装置は、非線形装置 11 に供給する前にパイロット信号を引き出すことにより、或いは、カプラ 12 及びフィルタ 14 を用いて非線形装置 11 の出力にパイロット信号を再生することによりパイロット信号を使用する。後者の解決法は、パイロット信号を供給する装置から測定装置を分離する点で有利である。

図 2 及び 3 は、単一のパイロット周波数の発生と関連して、パイロット信号の高調波に対応する相互変調積を測定する基本原理を表わす図である。 10

しかし、以下に説明する如く、1個ではなく数個のパイロット周波数を発生させることにより数個のパイロット信号の相互変調積を測定することが同様に考えられ、かつ、より多くの利点がある。図 4 はこのような測定のための装置が示される。

第 1 のパイロット発生器 19 は周波数 F_1 の信号を加算器 21 の第 1 の入力に伝達し、第 2 のパイロット発生器 20 はこの加算器 21 の第 2 の入力に周波数 F_2 の信号を供給する。加算器からの出力は第 2 の加算器 22 の第 2 の入力に送られ、第 2 の加算器 22 の第 1 の入力は有効信号を受ける。第 2 の加算器の出力は非線形装置 23 の入力に結合される。非線形装置 23 の出力はカプラ 24 を駆動し、カプラ 24 の主要パスは有効信号を伝達し、結合されたパスは、図 4 に破線で示され、以下に説明を行う非線形特性を測定する装置 25 によりハーネス化された信号の一部を伝達する。 20

この例において、上記装置 25 は周波数 $F_1 - F_2$ で 2 次の相互変調を測定し、周波数 $2 \times F_1 - F_2$ で 3 次の相互変調を測定する。このため装置 25 の入力は装置 25 を構成する種々の回路に接続され、特に、中心周波数が $F_1 - F_2$ である第 1 のバンドパスフィルタ 26 に接続される。第 1 のバンドパスフィルタは、図 2 に記載された回路 17 と構造的に一致する同期復調回路 27 の入力に上記の周波数に対応する信号を伝達する。

装置 25 の入力は、中心周波数 F_1 のバンドパスフィルタ 28 の入力及び中心周波数 F_2 のバンドパスフィルタ 29 の入力に接続される。フィルタ 28 及び 29 の出力は、夫々、アナログ乗算器 30 の第 1 及び第 2 の入力に接続される。かくして、フィルタにより復元されたパイロット信号 F_1 及び F_2 は、乗算器 30 の出力に相互変調積を発生させるため合成される。乗算器 30 の出力に接続され、周波数 $F_1 - F_2$ に中心があるバンドパス形のフィルタ 31 は、この周波数で信号を選択し、選択された信号を同期検波回路 27 の変調入力に伝達する。 30

既知の特性を備えた非線形装置は、この例では乗算器 30 である。周波数 $F_1 - F_2$ の 2 次相互変調を検出するため使用される信号のパラメータは分かっている。換言すれば、変調信号 $F_1 - F_2$ の振幅及び位相は、パイロット信号及び変調信号を発生する非線形回路の特性を知ることにより分かる。

周波数 $2 \times F_1 - F_2$ の 3 次相互変調を測定するパスは、2 次のパスに対する同期検波器及び変調信号と同一の同期検波器及び変調信号を利用することにより、独創的な態様で実施される。 40

装置 25 の入力は、中心周波数 $2 \times F_1 - F_2$ のバンドパスフィルタ 32 の入力に接続され、バンドパスフィルタ 32 の出力は第 2 の乗算器 33 の第 1 の入力に接続される。第 2 の乗算器 33 の出力は、中心周波数 $F_1 - F_2$ のバンドパスフィルタ 34 の入力に接続される。バンドパスフィルタ 34 から出力された信号が、上記の同期検波回路と同一の第 2 の同期検波回路 35 の第 2 の入力に供給される。第 2 の同期検波回路 35 の変調入力は、同期検波回路 27 の場合と同様に、フィルタ 31 により出力された信号を受ける。

かくして、周波数 $2 \times F_1 - F_2$ の相互変調は、周波数 F_1 のパイロットを使用する既知の特性を備えた第 2 のアナログ乗算器を用いて、周波数 $F_1 - F_2$ に移調され、この相互変調を 2 次の相互変調と同じ方法で処理することが可能になる。変調された信号 $F_1 - F_2$ の測定により成分 $2 \times F_1 - F_2$ の値が確かめられ、上記の信号の間の関係が分かる。 50

この処理は周波数 $2 \times F_1 - F_2$ の信号による同期検波と等価である。

この例による解決法は、パイロット周波数の選択、並びに、種々の次数の相互変調積に対応する周波数の選択に著しい柔軟性を与えるので多数の利点がある。上記装置において、パイロット周波数及び測定されるべき相互変調積は非線形装置の通過帯域に同時に存在する必要はあるが、常に同時に存在し得るとは限らない。

そこで、非線形装置の通過帯域に同時に存在するパイロット周波数及び相互変調周波数を選択することが可能である。それらは、有効帯域の外側、即ち、有効な信号により実際に使用される帯域で選択してもよい。低周波の相互変調を発生させてもよい。かくして、パイロット F_1 及び F_2 の周波数は高くても構わないが、両方のパイロット周波数を相互に接近して選択することにより、周波数 $F_1 - F_2$ に在る 2 次の相互変調の周波数は非常に低くなり、検波器を簡単に実現し得るようになる。

10

更に、非線形性の評価は実際の相互変調積に対応する周波数、即ち、有効信号に起因する周波数から離れすぎない周波数で行う方が望ましい。非線形性は、實際上、周波数に依存し、非線形装置の入力電圧 V_i を出力電圧

$$v_s = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + \dots$$

に結合する伝達関数の係数 a_1, a_2, \dots は複素係数である。

装置の通過帯域内で 2 個以上の点を選択することが可能であるならば、実際の相互変調積に対応する周波数を平均的に表わす係数を得ることが可能になる。

最後に、パイロット周波数の組み合わせに対応する成分のレベルは、2 次又は 3 次の成分及び同一のパイロット振幅に対し振幅比が 2 又は 3 である高調波に対応するレベルよりも高くなり、かつ、容易に測定される。

20

図 5 は上記の装置特性を測定する装置 25 の第 1 の変形例を表わす図である。図 4 と同じ番号が付けられた共通の素子についての説明は行わない。

装置 25 の入力は、装置を構成する種々の回路、即ち、バンドパスフィルタ 28、29、32 の入力と、周波数 $F_1 + F_2$ に中心周波数があるバンドパスフィルタ 36 の入力とに並列接続される。従って、周波数 $F_1 + F_2$ の次数 2 の成分と、周波数 $2 \times F_1 - F_2$ の次数 3 の成分とが測定される。

この例の場合、既知の非線形素子は「排他的論理和」論理回路と関係した閾値比較器であり、その全体は図中、乗算器 37 又は 40 により表わされ、「排他的論理和」を 2 値乗算器に接続してもよい。フィルタ 28 及び 29 の出力は、閾値比較器を用いて各信号の「2 値化」を行い、次に、「排他的論理和」を用いて上記 2 値信号の乗算を行う回路 37 の第 1 の入力及び第 2 の入力に接続される。比較器は高調波発生器に接続され、乗算器は相互変調積発生器に接続される。多数の相互変調積はフィルタ処理されるべきである。このため、乗算器の出力は、周波数 $F_1 + F_2$ で信号を選択する第 1 のフィルタ 38 に接続され、選択された信号が同期検波回路 27 の変調入力に伝達される。同様に、上記乗算器の出力は、周波数 $F_1 - F_2$ で信号を選択する第 2 のフィルタ 39 に接続される。第 2 のフィルタ 39 により出力されたアナログ信号は第 2 の乗算器 40 の入力に送られ、同時に第 2 の乗算器 40 の第 2 の入力にはフィルタ 28 により出力された信号が供給される。乗算器 40 の出力に生成された相互変調積は、周波数の中心が $2 \times F_1 - F_2$ であるバンドパスフィルタ 41 によって選択された周波数 $2 \times F_1 - F_2$ の信号を含む。この信号は、次に

30

40

同期検波回路 35 の変調入力に供給される。一般的に使用される直交検波器は、連続的な成分が重畳された信号を生成する。連続的な成分は測定に誤りを生じさせる場合がある。その理由は、切り替え可能な帯域阻止フィルタが使用され、相互変調を除去することにより、連続的な成分中の偏移を確認することが可能になるからである。帯域阻止フィルタが選択されたときに測定される連続的な成分の値を減算することによって、(帯域阻止フィルタを用いないで行われた)測定を計算により補正することが可能である。

かくして、フィルタ 36 の出力で周波数 $F_1 + F_2$ の 2 次成分が、周波数 $F_1 + F_2$ を阻止するフィルタ 43 を直列接続し、又は、切断し得るスイッチ 42 を通過する。スイッチの出力は、ライン状でピックアップされた妨害性信号を除去するため、できる限り上流に

50

配置された中心周波数 $F_1 + F_2$ のバンドパスフィルタ 44 の入力に接続される。バンドパスフィルタ 44 は、フィルタ 36 と同一、或いは、フィルタ 36 よりも選択性がある。バンドパスフィルタ 44 は、増幅システムのノイズ及び増幅システムに固有の相互変調積のノイズを除波する。増幅システムは、図 5 には示されないが、一般的に相互変調積を選択するためフィルタの後段に要求される。バンドパスフィルタ 44 の出力は同期復調回路 27 の信号入力に接続される。

フィルタ 32 により出力され、周波数 $2 \times F_1 - F_2$ を阻止するフィルタ 46 を接続又は切断し得るスイッチ 45 を通過する周波数 $2 \times F_1 - F_2$ の 3 次成分の場合も同様である。スイッチの出力の信号は、同期検波回路 35 の信号入力を駆動する前に、中心周波数 $2 \times F_1 - F_2$ のバンドパスフィルタ 47 を通過する。バンドパスフィルタ 47 は、上記の如く、ノイズスペクトルを制限するフィルタである。

上記の第 1 の変形例は主として低周波に対し使用される。例えば、実際の実施例において、

$$F_2 = 17 \quad \text{MHz}$$

$$F_1 = 25.2 \quad \text{MHz}$$

である。

かくして、非線形素子として、標準的な選択性バンドパスフィルタ及び論理回路を使用することにより、簡単に実現され、かつ、安価な装置が得られる。

第 2 の変形例は図 6 に示される。この実施例は高周波の方に適当である。例えば、実施例において、

$$F_2 = 438 \quad \text{MHz}$$

$$F_1 = 453 \quad \text{MHz}$$

である。

第 2 の変形例は、同期復調の動作周波数を選択し得る更なる移調を使用する。第 2 の変形例は、標準的なバンドパスフィルタを使用することが可能であるため妥当な価格であり、高い選択性と、有効な信号とノイズとに関して非常に良好な保護とを与える。同期検波回路は、非線形装置によって屢々高い周波数 F_1 及び F_2 が加えられるにもかかわらず、非常に低い周波数で動作し得る。この例の場合、既知の非線形装置は論理回路ではなくアナログ乗算器であり、その動作周波数はかなり高い。

前の例の装置の場合とは異なり、既知の非線形装置から生じる相互変調積の成分は、同期検波回路を変調するためではなく、測定されるべき相互変調積を、同期検波回路の動作のため選択された単一周波数 F_3 に移調するためハーネス化される。

フィルタ 28 及び 29 は、アナログ乗算器 48 の 2 個の入力に伝達される 2 個のパイロット周波数 F_1 及び F_2 を復元することが可能である。アナログ乗算器 48 の出力で、バンドパスフィルタ 49 は、乗算器により与えられた相互変調積から周波数 $F_1 - F_2$ の信号を抽出する。

発振器 50 は、同期検波回路のため選択された動作周波数である周波数 F_3 の信号を送出する。乗算器 51 は、周波数 $F_1 - F_2$ の 2 次成分を周波数 $F_1 - F_2 - F_3$ に移調させ得る。このため、フィルタ 49 の出力は乗算器 51 の第 1 の入力に接続され、発振器 50 の出力はその第 2 の入力に接続される。移調された信号は、中心周波数 $F_1 - F_2 - F_3$ のバンドパスフィルタにより出力でフィルタ処理される。

測定されるべき周波数 $F_1 - F_2$ の 2 次成分は、バンドパスフィルタ 26 によりフィルタ処理され、上記の理由のため周波数 $F_1 - F_2$ を阻止するフィルタ 54 を直列接続し得るスイッチ 3 を通過する。この 2 次成分はアナログ乗算器 55 の第 1 の入力に供給され、アナログ乗算器 55 の第 2 の入力はフィルタ 52 から信号 $F_1 - F_2 - F_3$ を受ける。中心周波数 F_3 のバンドパスフィルタ 56 は、乗算器 55 の出力に接続され、周波数 F_3 に移調された測定されるべき 2 次成分を同期検出回路 27 の入力に送出する。

測定されるべき周波数 $2 \times F_1 - F_2$ の 3 次成分は、バンドパスフィルタ 32 によりフィルタ処理され、上記の理由のため周波数 $2 \times F_1 - F_2$ を阻止するフィルタ 46 を直列接続し得るスイッチ 45 を通過する。この 3 次成分はアナログ乗算器 57 の第 1 の入力に供

10

20

30

40

50

給され、アナログ乗算器 57 の第 2 の入力にはフィルタ 28 から周波数 F_1 の信号を受ける。中心周波数 $F_1 - F_2$ のバンドパスフィルタ 58 は、乗算器 57 の出力に接続され、周波数 $F_1 - F_2$ に移調された $2 \times F_1 - F_2$ 成分を選択する。フィルタ 58 の出力はアナログ乗算器 59 の第 1 の入力に接続され、アナログ乗算器 59 の第 2 の入力にはフィルタ 52 の出力に接続される。中心周波数 F_3 のバンドパスフィルタ 60 は、乗算器の出力に接続され、周波数 F_3 に移調された測定されるべき 3 次成分を、回路 27 と同一の同期検波回路 35 の入力に送出する。

既知の非線形装置に基づいて、既知の非線形装置の入力の信号を移調された出力信号に連結する関係が知られている種々の置換が行われる。従って、信号 $2 \times F_1 - F_2$ の値を知ることにより、移調された信号 F_3 の測定が行われる。

10

上記の 2 種類の変形例において、装置のダイナミックレンジは、通過帯域の幅に比例したノイズ電力を通過させる予備選択フィルタの幅と関係する。この電力は、要求された相互変調の電力よりも 30 dB 大きい電力を有し、直交検波器の入力を飽和させる可能性がある。パイロットの周波数の賢明な選択により、クォーツフィルタ又は標準的なセラミックフィルタの使用が可能になり、これにより、装置を構成する価格が軽減される。かくして、図 6 の装置に使用されるフィルタ F_3 は、中心周波数 10.7 MHz 及び 5 乃至 6 KHz のオーダーの通過帯域を有する FM 受信器の中間周波回路に使用されるタイプのクォーツフィルタである。

同期検波回路はかなり低コストであり、かつ、かなり良好な感度を与えるので、相互変調積の周波数はかなり低い周波数で動作する同期検波回路を使用すべく選択される。かくして、周波数 F_1 及び F_2 の値が大きい場合に、周波数の和 ($F_1 + F_2$) ではなく、周波数の差 ($F_1 - F_2$) が選択される。

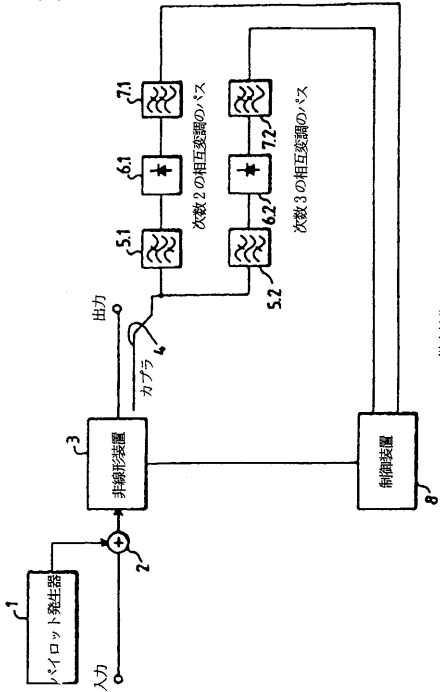
20

上記の本発明の具体的な応用は、例えば、テレビジョンチャンネルの伝送の際に、光ファイバーを介してアナログ信号を伝達する装置に関する。本発明の主題である非線形性補正及び検出回路を組み込む装置の構成が図 7 に示される。

上記装置は、外部光変調器 62 を伴うレーザー 61 からなる送信ヘッドを含む。光変調器 62 は、制御電圧により制御可能な内蔵型線形化装置を有する。制御電圧は制御装置 63 によって変調器 62 に供給され、制御装置 63 は非線形性評価装置 64 により作成された測定値を使用する。パイロット周波数は、加算器 66 の第 1 の入力に伝達されるべく発生器 65 により発生される。加算器 66 の第 2 の入力には光学的な「有効」変調信号を受ける。加算器の出力は光変調器 62 の変調入力に接続される。変調器 62 の出力には光カプラ 67 が接続され、光カプラ 67 の直接出力はハーネス形の変調された出力であり、結合された出力は光受信器 68 に接続される。光受信器 68 は光信号を電気信号に変換し、電気信号は測定装置 64 の入力に伝達される。測定装置 64 は、例えば、上記の装置 25 である。その入力信号は、電気信号に変換された変調光信号であり、パイロット周波数を含む。この回路からの出力は信号 I 及び Q の対により構成され、その個数は測定装置 64 により測定された成分の個数に対応し、例えば、非線形装置上で利用可能な入力に依存する。光受信器 68、測定装置 64 及び制御装置 63 からなる回路は、一体的にフィードバック制御ループを表わす。

30

【 図 1 】



従来技術
FIG.1

【 図 2 】

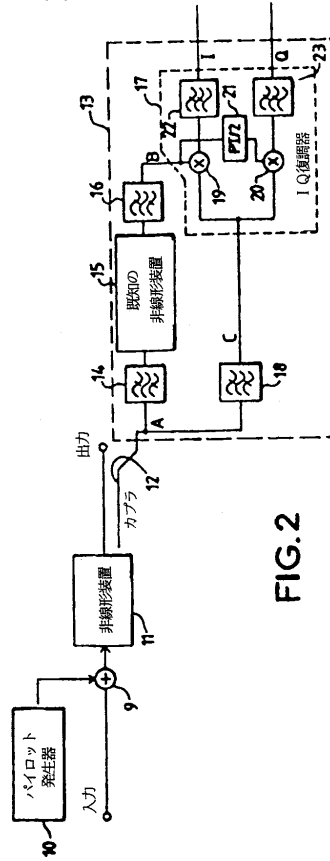


FIG.2

【 図 3 】

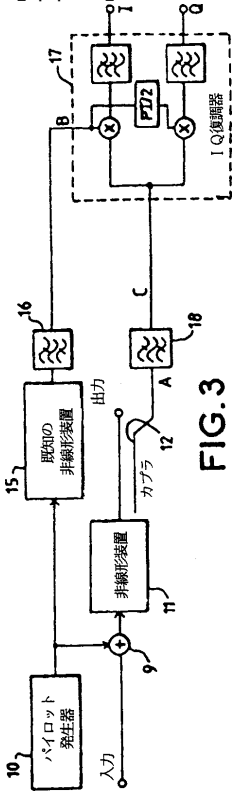


FIG.3

【 図 4 】

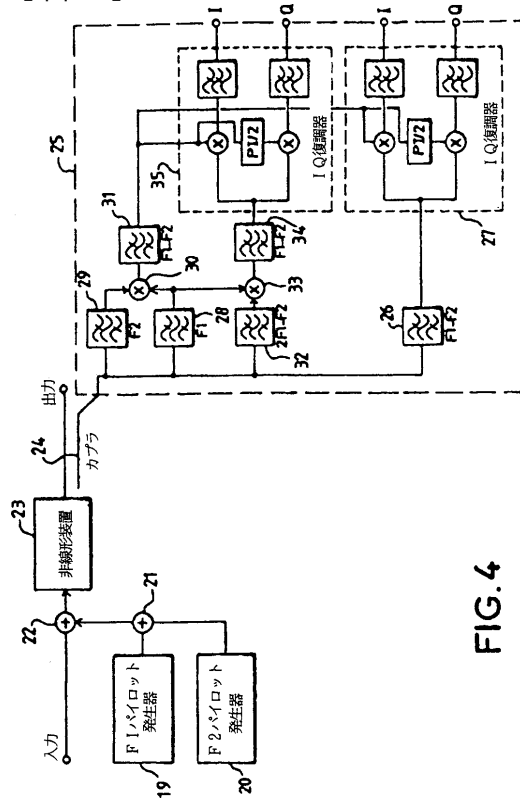


FIG.4

【 図 5 】

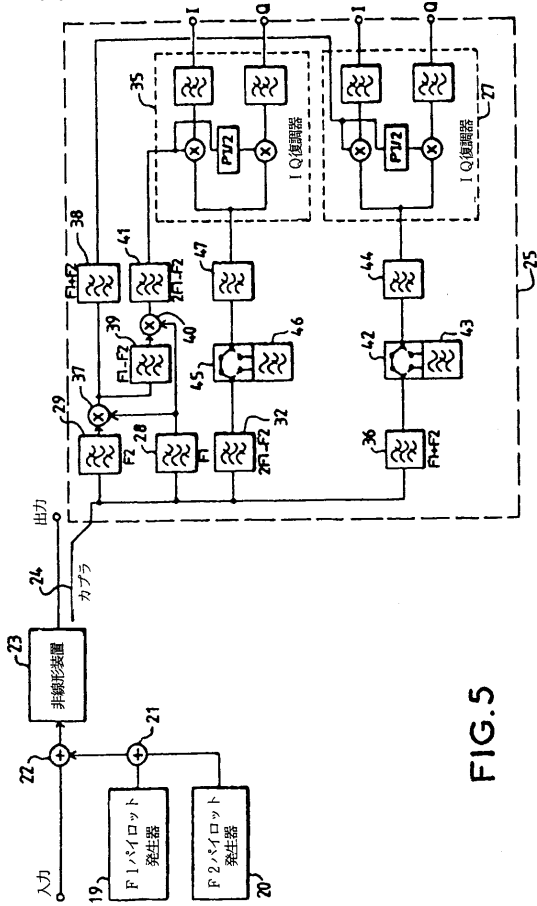


FIG.5

【 図 6 】

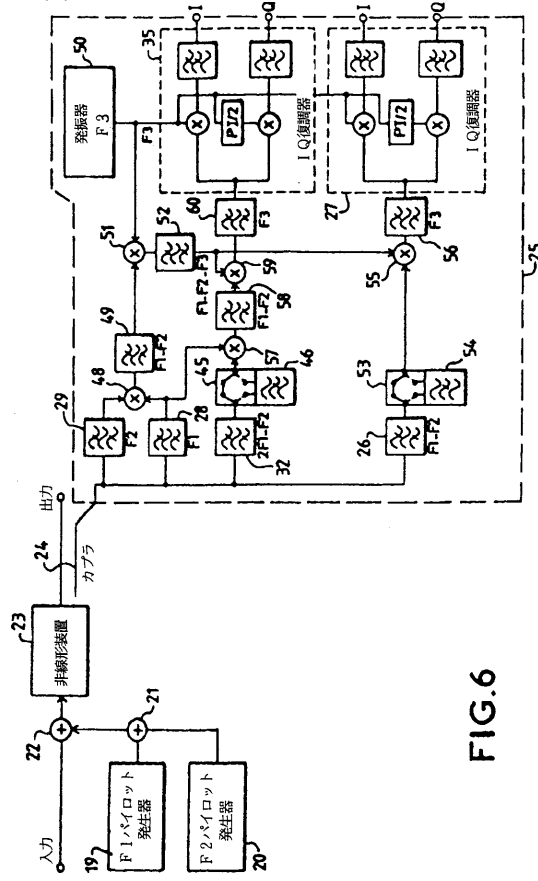


FIG.6

【 図 7 】

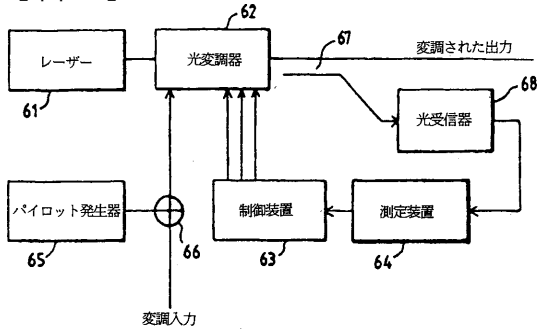


FIG.7

フロントページの続き

審査官 角田 慎治

- (56)参考文献 特開平03 - 179824 (JP, A)
特開昭61 - 102837 (JP, A)
特表平04 - 504345 (JP, A)
特表平10 - 512124 (JP, A)
特開平06 - 164428 (JP, A)
特開平06 - 338860 (JP, A)
特開昭61 - 186035 (JP, A)
特開平04 - 240933 (JP, A)

Manfred Bertelsmeier, Willmut Zschunke, "Linearization of Broadband Optical Transmission Systems by Adaptive Predistortion", FREQUENZ, ドイツ, 1984年 9月, vol.38, no.9, pp.206-212

Moshe Nazarathy, Josef Berger, Anthony J.Ley, Israel M.Levi, and Yishai Kagan, "Progress in Externally Modulated AM CATV Transmission Systems", JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, 米国, 1993年 1月, VOL.11, NO.1, pp.82-105

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 10/00 - 10/28

H04J 14/00 - 14/08

H03F 1/32