

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3957323号

(P3957323)

(45) 発行日 平成19年8月15日(2007.8.15)

(24) 登録日 平成19年5月18日(2007.5.18)

(51) Int. Cl. F I  
 HO 4 J 11/00 (2006.01) HO 4 J 11/00 Z

請求項の数 9 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願平9-541493	(73) 特許権者	モトローラ・リミテッド
(86) (22) 出願日	平成9年5月15日(1997.5.15)		英国アール・ジー22、4ピー・ディー、
(65) 公表番号	特表平11-510028		ハンブシャー、ベイジングストーク、ピア
(43) 公表日	平成11年8月31日(1999.8.31)		ブルス・インダストリアル・エステート、
(86) 国際出願番号	PCT/EP1997/002486		ジェイズ・クローズ
(87) 国際公開番号	W01997/045987	(74) 代理人	弁理士 桑垣 衛
(87) 国際公開日	平成9年12月4日(1997.12.4)		
審査請求日	平成16年2月12日(2004.2.12)	(74) 代理人	弁理士 大貫 進介
(31) 優先権主張番号	9610941.8		
(32) 優先日	平成8年5月24日(1996.5.24)	(74) 代理人	弁理士 本城 雅則
(33) 優先権主張国	英国 (GB)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多重搬送波通信システム用フィルタおよびピーク電力制御方法

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項1】

複数のチャンネル上に包絡線複合信号として、独立した情報を同時に送信する通信装置であって：

印加されたデータ・シーケンスに応答して複素波形を生成する変調器；および  
 少なくとも2つの整合フィルタであって、該各整合フィルタは、前記変調器に印加されたデータ・シーケンスの所定のコードワード・ベクトルに応答して前記変調器により生成された複素波形を濾波し、該複素波形に対して時間反転され且つ複素共役の関係を有する被濾波出力を生成するためのフィルタ特性を有する、少なくとも2つの整合フィルタ；

によって構成され、

前記各整合フィルタは、前記複数のチャンネルのうちの1つに対応し、前記複素波形の内比較的大きな偏位を整合せず、前記複素波形の内比較的小さな偏位を整合して強化するように、対応する前記チャンネルに対して専用設定された前記フィルタ特性を有する、  
 ことを特徴とする通信装置。

## 【請求項2】

前記少なくとも2つの整合フィルタからの出力信号を合成する結合器によってさらに構成される請求項1記載の通信装置。

## 【請求項3】

前記所定のコードワード・ベクトルが、前記包絡線複合信号におけるピーク包絡線電力に対応した複素波形を表すベクトルを含む請求項1または2記載の通信装置。

10

20

## 【請求項4】

前記少なくとも2つの整合フィルタの各々のフィルタ特性が、前記複数のチャンネル間における、前記ピーク包絡線電力に対応した複素波形の段階的進行に対応して順序付けされる請求項3記載の通信装置。

## 【請求項5】

前記変調器が、前記データ・シーケンスおよび所定のコードワード・ベクトルの高速フーリエ変換機能を実行する、請求項1ないし4のいずれか1項に記載の通信装置。

## 【請求項6】

前記通信装置がトランシーバである請求項1ないし5のいずれか1項に記載の通信装置。

## 【請求項7】

請求項1ないし6のいずれか1項に記載の前記包絡線複合信号を受信する受信機であって

前記少なくとも2つの整合フィルタのうちの1つのフィルタ特性と逆のフィルタ特性を有する周波数領域フィルタであって、前記逆のフィルタ特性が前記複数のチャンネルのうちの1つに対応して順次変更される周波数領域フィルタによって構成されることを特徴とする受信機。

## 【請求項8】

複数のチャンネル上に包絡線複合信号として、独立した情報を同時に送信する通信装置のためのフィルタであって、

前記通信装置が、

印加されたデータ・シーケンスにตอบสนองして複素波形を生成する変調器と、

少なくとも2つの整合フィルタであって、該各整合フィルタは、前記変調器に印加されたデータ・シーケンスの所定のコードワード・ベクトルにตอบสนองして前記変調器により生成された複素波形を濾波し、該複素波形に対して時間反転され且つ複素共役の関係を有する被濾波出力を生成するためのフィルタ特性を有する、少なくとも2つの整合フィルタと、によって構成されており、

前記各整合フィルタは、前記複数のチャンネルのうちの1つに対応し、前記複素波形の内比較的大きな偏位を整合せず、前記複素波形の内比較的小さな偏位を整合して強化するように、対応する前記チャンネルに対して専用設定された前記フィルタ特性を有し、

当該フィルタは、前記少なくとも2つの整合フィルタのいずれか1つに対応する、

ことを特徴とするフィルタ。

## 【請求項9】

複数のチャンネル上に包絡線複合信号として、独立した情報を同時に送信する方法であって

変調器に印加されたデータ・シーケンスにตอบสนองして、複素波形を前記変調器により生成する段階；および

少なくとも2つの整合フィルタを用いて前記複素波形を濾波する段階であって、該各整合フィルタは、前記変調器に印加されたデータ・シーケンスの所定のコードワード・ベクトルにตอบสนองして前記変調器により生成された複素波形を濾波し、該複素波形に対して時間反転され且つ複素共役の関係を有する被濾波出力を生成するためのフィルタ特性を有する、

前記複素波形を濾波する段階；

によって構成され、  
前記各整合フィルタは、前記複数のチャンネルのうちの1つに対応し、前記複素波形の内比較的大きな偏位を整合せず、前記複素波形の内比較的小さな偏位を整合して強化するように、対応する前記チャンネルに対して専用設定された前記フィルタ特性を有する、

ことを特徴とする方法。

## 【発明の詳細な説明】

発明の背景

本発明は、一般に、直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexed) 通信システムなどの多重搬送波通信システムに関し、特に、このようなシステムに

10

20

30

40

50

において送信するためにピーク対平均包絡線電力比 (PMEPR: peak-to-mean envelope power ratio) を制御するメカニズムに適応される。

#### 従来技術の概要

OFDMなどの多重搬送波送信法は、デジタル・オーディオ・ブロードキャスティング (DAB: Digital Audio Broadcasting) および広帯域ワイヤレス域内通信網 (LAN: Local Area Network) を含む多くの異なる種類の通信システムに関して提案されている。この方法の利点は、1つの信号に関して多重遅延され位相シフトされた経路の合算により得られる、高度に時間的に分散され、そのために歪んだ特性を示すチャネルにおいて、無制限の送信速度が理論的に可能であるということである。残念ながら、OFDMにより生成される複合信号包絡線は、高いPMEPR (一般に「波高率」とも呼ばれる) を示す。さらに、多重搬送波システムにおける歪みとスペクトル拡散 (たとえば隣接チャネル・スプラッタ) の影響を軽減するためには、線形の (その結果として非効率的な) 送信増幅器が、この複合信号包絡線の増幅に必要とされる。

10

上述の欠点に加えて、多重搬送波信号の平均電力 (指定されたピーク包絡線電力 (PEP: Peak Envelope Power) 限度に対する) は、一定の包絡線単独搬送波信号 (たとえばセルラ通信システムで用いられるガウス最小偏倚変調 (GMSK: Gaussian Minimum Shift-Keyed) 信号などの) の平均電力に比較してかなり低い。その結果、システムのために多重搬送波送信法を選択すると、現在のところは、利用可能な電力範囲を最大限まで利用することができない。

そのため、多重搬送波送信法のPMEPRを小さくして、一般に通信システムに利用可能な制限された周波数スペクトルにおいて多重搬送波信号の利用に伴う生来の利点を獲得することが望まれる。

20

#### 発明の概要

本発明の第1の特徴により、複数のチャネル上に独立した情報を複合信号包絡線として同時に送信する通信装置が提供される。本通信装置は：そこに印加されたデータ・シーケンスに回答して複素波形形状を生成する変調器；および変調器に印加された所定のコードワード・ベクトルに回答して変調器により生成される複素波形形状の時間的に反転された複素共役である所定の特性を各々が有する、少なくとも2つの一致フィルタ；によって構成され、所定のフィルタ特性が合成された効果が、データ・シーケンスにより生成される複素波形形状の比較的大きな偏位運動 (excursions) を少なくとも2つのフィルタ内で一致させず、なおかつ複素波形形状の比較的小さな偏位運動を一致させて強化することにより、複合信号のピーク対平均包絡線電力比 (PMEPR) を削減する。

30

通常、所定のコードワード・ベクトルには、変調器に印加されたデータ・シーケンスに回答して変調器により生成される極端な (extreme) 複素波形形状を表すベクトルが含まれる。

本発明は、過剰なPEPを回避して、変調器により生成される複素波形形状の小さな偏位運動を強化することにより、PMEPRを大幅に改善することのできるメカニズムを提供するという利点を有する。

本発明の第2の特徴により、請求項1記載の複合信号包絡線を受信する受信機が提供される。本受信機は、請求項1記載の少なくとも2つのフィルタの特性に対して逆の (reciprocal) フィルタ特性を有する周波数領域によって構成される。

40

本発明の別の特徴により、複数チャネル上に複合信号包絡線として独立した情報を同時に送信する構造の通信装置のためのフィルタが提供される。この通信装置は、そこに印加されたデータ・シーケンスに回答して複素波形形状を生成する変調器によって構成され、フィルタは、変調器に印加された所定のコードワード・ベクトルに回答して変調器により生成される複素波形形状の時間的に反転された複素共役である所定の特性を有し、それによって、このような所定のフィルタ特性の合成が、データ・シーケンスにより生成される複素波形形状の比較的大きな偏位運動をフィルタ内で一致させず、なおかつ複素波形形状の比較的小さな偏位運動を一致させて強化することにより、複合信号のピーク対平均包絡線電力比 (PMEPR) を削減する。

50

本発明のさらに別の特徴により、複数チャンネル上に複合信号包絡線として独立した情報を同時に送信する方法が提供される。この方法は：変調器に印加されたデータ・シーケンスに  
 応答して複素波形形状を変調器内に生成する段階；および変調器に印加された所定のコードワード・ベクトルに  
 応答して変調器により生成される複素波形形状の時間的に反転された複素共役である所定の特性を有する  
 少なくとも2つのフィルタにおいて、複素波形形状を濾波する段階；によって構成され、それによって、  
 所定のフィルタ特性の合成の効果が、データ・シーケンスにより生成される複素波形形状の比較的大きな  
 偏位運動を少なくとも2つのフィルタ内で一致させず、なおかつ複素波形形状の比較的小さな偏位運動を  
 一致させて強化することにより、複合信号のピーク対平均包絡線電力比（PMEPR）を削減する。

10

本発明の実施例を添付の図面を参照して以下に説明する。

【図面の簡単な説明】

第1図は、従来技術による時間的に分散するチャンネルが形成されるメカニズムの物理的表現である。

第2図は、従来技術による多重搬送波システムの時間領域信号の定型化を示す波形図である。

第3図は、第2図の多重搬送波システムの時間領域信号の典型的な線形増幅器の動作特性および休止点を示す。

第4図は、本発明の好適な実施例による多重搬送波送信機のブロック図である。

第5図は、第4図の多重搬送波送信機で必要とされるフィルタ伝達特性の形式を表すグラフである。

20

第6図は、第4図の送信機により生成される複合信号包絡線を受信するために用いられる従来技術による多重搬送波受信機のブロック図である。

第7図は、本発明の好適な実施例による多重搬送波受信機のブロック図である。

第8図は、第4図の多重搬送波送信機により展開される波形の時間領域表現と、第2図の多重搬送波システムの時間領域表現とを対比して示すグラフである。

好適な実施例の詳細説明

第1図を参照して、従来技術による時間的に分散するチャンネルが形成されるメカニズムの物理的表現が図示される。明確には、データ信号 $r(t)$ が、多数の経路（そのうち2つだけを図示する）に送られ、そのうち1つの経路に、時間遅延10、減衰器12および位相オフセット13が含まれる。後になって、多数の代替経路が合成され（加算ブロック14により表されるように）、歪んだ信号 $R(t)$ が得られる。言うまでもなく、データ信号 $r(t)$ の帯域幅が広がると、時間遅延の期間は、より大きな影響を信号に与えるので、利用可能な帯域幅の使用が制限を受ける。

30

第2図は、従来技術による多重搬送波システムの時間領域信号の定型化を示す波形図である。実際には、第2図は複数の周波数チャンネル20~26（この例では4つのチャンネル）の間でデータ（図示せず）を分配することにより、時間遅延効果が軽減されるOFDM法を表す。通常、第1チャンネル（チャンネル1）の周波数と、他のチャンネルとの間には周波数関係が存在する。すなわち、チャンネル2はチャンネル1の2倍の周波数を有し、チャンネル3はチャンネル1の3倍の周波数を有する（この要領で続く）。このようにデータを分配すると、各チャンネルの生来の遅延拡散に対する感受性が低くなるという効果があることは言うまでもない。従って、各チャンネルからの個別の信号を重ね合わせると（加算ブロック28において）、比較的低い（しかし発振している）信号プロファイル33により隔てられる電力スパイク32を有する複合包絡線30が生成される。しかし、電力スパイク32は、複合包絡線30全体に関する平均的電力レベル36よりも実質的に値の大きなピーク包絡線電力（PEP: peak envelope power）34を有する。

40

第3図を参照して、第2図の多重搬送波システムの時間領域信号のための典型的な線形増幅器（図示せず）の動作特性40および休止点42が図示される。言うまでもなく、線形増幅器は、入力信号と出力信号との間に限定された線形利得を与える。ある入力電力（ $P_{in}$ ）閾値44において、増幅の非線形性46が起こる。たとえば、線形送信機（など）を

50

必要とする通信システムにおいて、線形増幅器の利用を最適化するために、入力信号（この場合は複合包絡線 30 の時間領域表現）が、休止点 42 の周囲に配置される。さらに詳しくは、複合包絡線 30 は、その平均電力レベル 36 が（増幅器の利得を考慮した場合に）、所定の出力レベルを提供するよう設定され、それにより信号包絡線 30 の大部分が増幅器の線形範囲 48 に入る。残念ながら電力スパイク 32 の PEP 34 は、増幅器の動作の線形範囲を

超え、その上に含まれる情報が増幅器の非線形性 46 により歪むという影響が出る。さらに厳しい場合は、ETSI（European Technical Standards Institute: ヨーロッパ電気通信標準協会）などの標準機構では、指定された最大送信電力出力レベル、すなわち 10 ワットへの動作準拠を求める。従って、電力スパイク 32 の比較的高い（が比較的起こりにくい）PEP に対処するために、入力信号（複合包絡線 30）は、休止点 42 をより低いレベルに再配置することが必要となり、それにより平均送信電力の増幅が削減されて、（線形増幅器が用いられる）送信機の範囲がそれに応じて狭められる。

第 4 図は、本発明の好適な実施例による多重搬送波送信機 60 のブロック図である。多重搬送波送信機は、データ・ストリーム 63 を生成するデータ源 62，データ・ストリーム 63 をパラレル・データ・ワードに変換するシリアル・パラレル変換器 64，少なくとも 1 つの変調器 66（本発明の好適な実施例においては反転高速フーリエ変換（FFT: Fast Fourier Transform）ブロックとして内蔵される），少なくとも 1 つの変調器 66 から各々が等しい被変調出力 72 を受信する N 個の一致フィルタ 68 ~ 70 のバンク，N 個の一致フィルタ 68 ~ 70 の個別のバンクの各々からの被濾波出力 76 ~ 78 を合算するコンバイナ 74 および送信に適した複合信号包絡線 82 を有する主信号を最終的に設けるパラレル・シリアル変換器 80 によって構成される。N 個の一致フィルタ 68 ~ 70 のバンク内の各一致フィルタは、特定のチャンネル専用となっている。

わかりやすくするために、このような送信チェーン内のチャンネル・エンコーダは省略してあるが、このようなチャンネル・エンコーダは、シリアル・パラレル変換器 64 と少なくとも 1 つの変調器 66 との間に通常配置されることが理解頂けよう。通常、チャンネル・エンコーダは、パラレル・データ・ワードに関してブロック・エンコーディング（など）を実行してコードワード・ベクトル（データ・シーケンス）75 を生成し、少なくとも 1 つの変調器 66 は特定のチャンネル周波数に対応して、チャンネル間の間隔が直交するよう、すなわちチャンネル（搬送波）間に干渉が起こらないように配置される。多重搬送波送信機の動作制御は、言うまでもなく、マイクロプロセッサ（図示せず）により実行される。また、マイクロプロセッサ・エンジンを備える特定用途向け集積回路（ASIC）内には、反転 FFT 機能が装備されるのが普通であることは、当業者には理解頂けよう。

N 個の一致フィルタ（68 ~ 70）のバンクには、少なくとも 2 つの一致フィルタが含まれていなければならない。各々のフィルタが、少なくとも 1 つの変調器 66 の入力にチャンネル・エンコーダが既知のコードワード・ベクトル 75 を以前に供給していることに応答して、少なくとも 1 つの変調器 66（すなわち反転 FFT 機能により）生成される出力サイン（72）から導かれる独自の所定の特性を有する。特に、出力サイン 72 は、これらの既知のコードワード・ベクトル 75 に応答して変調器 66 により生成される包絡線形状である。本発明により、各一致フィルタの所定の特性は、これら既知の（選択された）コードワード・ベクトル 75 の印加に応答して、各変調器 66 から放出する複素出力波形の時間反転複素共役（すなわち、出力サイン 72）である。一致フィルタ 68 ~ 70 の数は、OFDM システム内のチャンネル数により決まるので、独自のフィルタ特性の設定は、極端な出力サイン間の規則的な段階的進行に対応するように順序がつけられるのが普通であるが、必ずしもそうでなくて構わない。

第 5 図は、第 4 図の多重搬送波送信機で必要とされるフィルタ伝達特性の形式を表すグラフである。詳しくは、簡略化された三角形の時間領域関数が、フィルタ特性の実数部（Re）および虚数部（Im）の両方に関して、変調器 66 の複素出力の複素共役の時間的な反転を示す。

本発明の一致フィルタ特性および構造を利用した結果、一致フィルタ 68 ~ 70 により大

10

20

30

40

50

きなPEPが不一致状態になり、干渉する比較的小さな信号の摂動が一致して、それ故に（振幅において）強化される。本発明は、既存の多重搬送波システムに対して大きな性能上の利点を提供し、シミュレーションされた結果は、30 dB以上の範囲の改善を示す。数学的な形式においては、多重搬送波信号の複合信号包絡線82は以下のように表すことができる：

$$u(t)=\sqrt{r(t)r^*(t)}$$

ただし

10

$$r(t)=\sum_{i=0}^N S_i(t)e^{j(2\pi f_i(t)+\phi_i(t))}$$

で、 $r^*(t)$ は複素共役； $s_i(t)$ は*i*番目の搬送波の平行・データ； $f_i$ は*i*番目の搬送波の周波数；および  $\phi_i(t)$ は*i*番目の搬送波の位相関数（すなわち*i*番目の搬送波の周波数合成プロセスから起こる位相オフセット）である。さらに個別の被濾波出力76～78の加算により設けられる線形チャネル*h*(*t*)は、次式で表すことができる：

20

$$h(t)=\sum_{i=1}^N h_i(t)$$

ただし

$$h_i(t)=h_{dec}^*(-t)$$

30

は、0ないし（ $2^N - 1$ ）の範囲で下付文字decにより示される特定のコードワード・ベクトルの複合信号波形*r*(*t*)に一致する複素衝撃応答（すなわち複素出力の時間的に反転された複素共役）を表す。このため、線形チャネルの後に、送信機60により送信されるために生成される複素信号包絡線*r*（*t*）82は、次式で与えられる：

$$r'(t)=r(t)\otimes h(t)$$

ただし、  
( $\otimes$ )

は時間領域畳込みを示す。

言い換えると、被濾波出力の合算の効果は、無線チャネルを複製することである。これは、各一致フィルタが、非相関経路から出る遅延され位相シフトされ減衰された信号を導入するためである。

40

過乗なPEP（およびその周期的な出現に伴う問題点）を回避するために、本発明の好適な実施例の一致フィルタ構造および関連フィルタ特性を利用すると、複合信号包絡線82内の大きな偏位運動を減じて（PEPの電力スパイク32を減衰することにより）、なおかつ以前の比較的低い（しかし発振している）信号プロファイル33を強化するという効果が得られる。その結果、複合信号包絡線82の平均電力が増大し、出力信号のPMEPRが下がる。

本発明の一致フィルタ構造により生成される複合信号包絡線82は、第6図に図示されるような従来の多重搬送波受信機88により受信されるという利点を有する。受信機88は、複合信号包絡線82を有する多重搬送波信号を受信する構造となっている。被受信信号

50

は、まずシリアル・パラレル変換器 90 においてパラレル・データ・ワード 89 に変換される。これらのデータ・ワード 89 は、次に適切な復調器 92 によって（高速フーリエ変換を実行することなどにより）復調される。次に、解読されたデータ・ワード 93 がパラレル・シリアル変換器 94 の入力に印加され、その後で最終的に、ビジュアル・ディスプレイまたはオーディオ回路構成などのデータ・シンク 96 に出力される。ここでも、わかりやすく簡潔にするために、チャンネル解読ブロックは省略されている。多重搬送波受信機 88 の動作制御は、言うまでもなくマイクロプロセッサ（図示せず）により実行されるのが普通である。

明らかに、既存の受信機の受信能力は、漸次的なシステム以降を可能にするという利点を持つ。さらに、各一致フィルタは別個の OFDM 符号を提供すると考えることができるので、本発明を利用する通信システムは、符号間干渉を起こすことなく、信号低下を起こさずに受信することができる。

10

従来 of 受信機に対する代替案として、第 5 図は本発明の好適な実施例による多重搬送波受信機 100 のブロック図である。多重搬送波受信機 100 は、第 6 図に関して前述された従来 of 多重搬送波増幅器 88 と実質的に等しいが、シリアル・パラレル変換器 90 と復調器 92 との間に位置する周波数領域フィルタ (G( )) も備える。この周波数領域フィルタのフィルタ特性は、送信機 60 の一致フィルタ 68 ~ 70 で用いられるフィルタ特性の逆である必要は必ずしもない。数学的には、周波数領域フィルタは次のような全体特性を有する：

$$G(\omega) = \frac{1}{\sum_{i=1}^N H_i(\omega)}$$

20

ただし

$$H_i(\omega) = F\{h_n(t)\}$$

で、F は n 番目の一致フィルタ衝撃応答のフーリエ変換であり、は角変位をラジアンで表す。

30

第 8 図は、第 4 図 of 多重搬送波送信機で展開される波形の時間領域表現と、第 2 図 of 多重搬送波システムの時間領域信号とを対比するグラフである。従来技術による時間領域包絡線 30 とは対照的に、各チャンネル of 個別 of フィルタ特性による減衰は、PMEPR を減らし（図示されるように）、複合信号包絡線 82 内に送信される平均電力を増大する効果を有する。さらに、本発明 of 複合信号包絡線 82 は、従来技術による複合包絡線 30 よりも摂動が小さい新規 of 信号プロフィール 110 を有する領域により隔てられる PEP スパイクを減じる。

本発明 of 一致フィルタ構造を用いることにより、線形増幅器をより効率的な方法で用いることができるという利点 that 得られる。これは複合信号包絡線 82 of PEP 値 that 小さくなり、複合信号包絡線 82 of 電力 of ピーク間変動もそれに応じて小さくなるためである。包絡線 of 電力プロフィール of このような減少が、増幅器を休止点においてその非線形範囲に向かつて動作させる能力を提供し、増幅器 of クリッピングを必要としない。さらに、複合信号包絡線 82 of 平均電力 that 増大するので、本発明を利用する送信機 of 送信範囲 that 増大する。また、本発明 of 一致フィルタ構造を用いることにより、スペクトル効率 that 低下せず、副搬送波チャンネルを有する追加 of 情報を必要とすることがない。

40

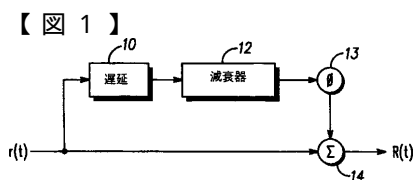
また、広帯域データを分割して、複数の狭帯域搬送波（チャンネル）で of それを送信することにより、通信システムにおいて高速エコライザ of 必要がなくなる。

第 4 図は、本発明 of 好適な実施例により構築される多重搬送波送信機 60 のブロック図であるが、本発明は一方向 of 通信装置に限らず、多重搬送波送信機 60 と、第 6 図および第 7 図に図示される多重搬送波受信機 of 1 つとを組み合わせて、多重搬送波トランシーバを

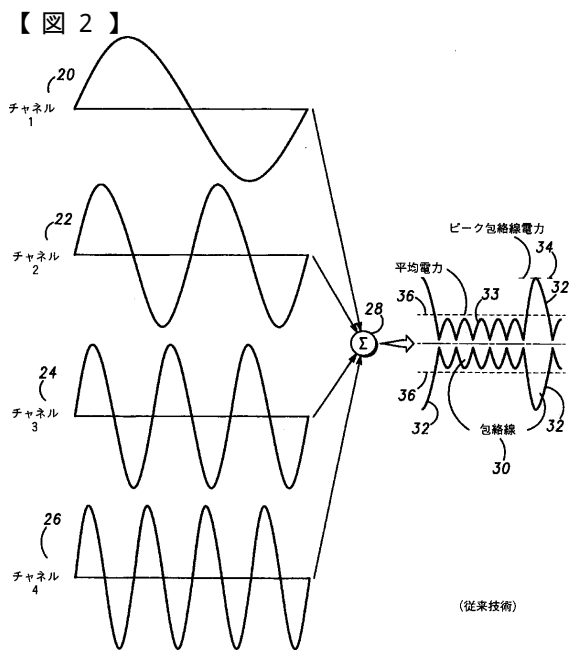
50

同様に構築することができることは言うまでもない。

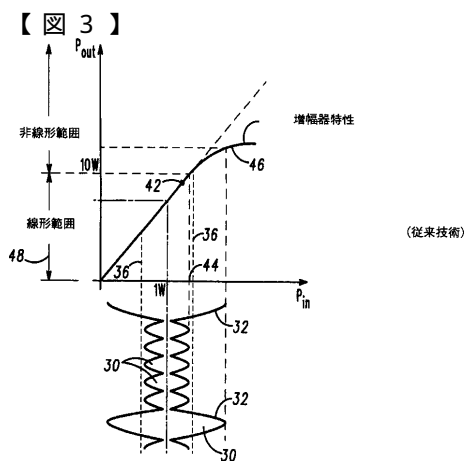
もちろん、上記の説明は例としてあげられたに過ぎず、本発明の範囲内で詳細な改良が可能であることは理解頂けよう。たとえば、上記の説明では無線送信という一般的文脈において本発明を論じるが、多重搬送波システムは多重情報搬送波のための通信資源として光ファイバ技術を利用することもできることは言うまでもない。



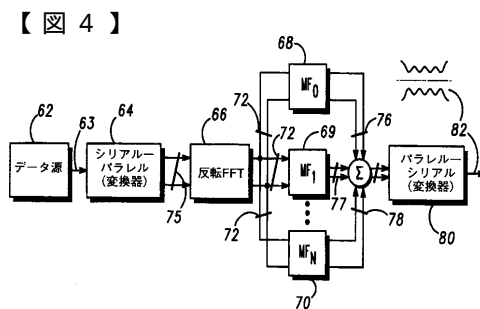
(従来技術)



(従来技術)

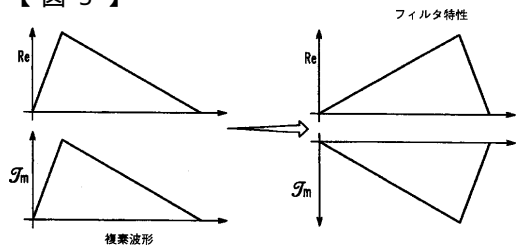


(従来技術)

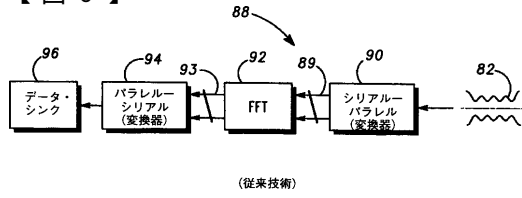




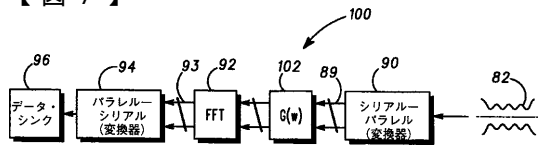
【 図 5 】



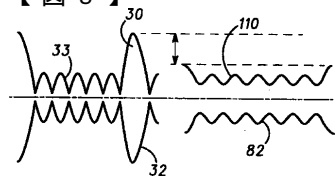
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



---

フロントページの続き

(72)発明者 ジョーンズ, アラン

英国ウィルトシェア、エス・エヌ11、オー・キュー・ジー、カイン、ライラック・ウェイ2

(72)発明者 ゴールディング, ポール

英国ウィルトシェア、エス・エヌ2、2ティー・ジー、スインダン、ラムストーン・クローズ40

審査官 高野 洋

(56)参考文献 特開平6 - 204773 (JP, A)

特開平5 - 130191 (JP, A)

特開平6 - 347498 (JP, A)

特開平8 - 97797 (JP, A)

特開平8 - 274748 (JP, A)

特開平9 - 107345 (JP, A)

特開平9 - 298495 (JP, A)

特開平9 - 98147 (JP, A)

特表平5 - 501189 (JP, A)

特表平6 - 504175 (JP, A)

特表平6 - 504176 (JP, A)

国際公開第93/08643 (WO, A1)

国際公開第96/13918 (WO, A1)

米国特許第5490172 (US, A)

米国特許第3898566 (US, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00