(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3539522号
(P3539522)
(45)発行日　平成16年7月7日(2004.7.7)　(24)登録日　平成16年4月2日(2004.4.2)

(51)Int.Cl.[7]	F I	
H04J 11/00	H04J 11/00	Z
H04J 1/00	H04J 1/00	

請求項の数 10　(全 18 頁)

(21)出願番号	特願平7-325996
(22)出願日	平成7年12月14日(1995.12.14)
(65)公開番号	特開平8-321820
(43)公開日	平成8年12月3日(1996.12.3)
審査請求日	平成13年9月28日(2001.9.28)
(31)優先権主張番号	特願平6-316900
(32)優先日	平成6年12月20日(1994.12.20)
(33)優先権主張国	日本国(JP)
(31)優先権主張番号	特願平7-60732
(32)優先日	平成7年3月20日(1995.3.20)
(33)優先権主張国	日本国(JP)

(73)特許権者　000005821
松下電器産業株式会社
大阪府門真市大字門真１００６番地
(74)代理人　100098291
弁理士　小笠原　史朗
(72)発明者　林野　裕司
大阪府門真市大字門真１００６番地　松下電器産業株式会社内
(72)発明者　宇野　矢壽弘
大阪府門真市大字門真１００６番地　松下電器産業株式会社内
(72)発明者　原田　泰男
大阪府門真市大字門真１００６番地　松下電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】直交周波数分割多重信号の伝送方法ならびにその送信装置および受信装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

有線または無線の伝送路を介し、送信側から受信側に対して、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を伝送する方法であって、

周波数軸上で互いに直交する複数のキャリアの位相と振幅とを決定する搬送波変調信号群をシンボル毎に逆フーリエ変換することにより、時間軸上の前記直交周波数分割多重信号に変換する第１のステップと、

前記直交周波数分割多重信号の各シンボルに対し、その前部にその後端部と同じデータを含む前部ガードタイムを付加するとともに、その後部にその前端部と同じデータを含む後部ガードタイムを付加して、前記受信側に送信する第２のステップとを備える、直交周波数分割多重信号の伝送方法。

【請求項２】

前記搬送波変調信号群と、基準複素数信号群とを周波数軸上で複素乗算する第３のステップをさらに備え、

前記第１のステップは、前記第３のステップで得られた複素乗算結果を、前記直交周波数分割多重信号に変換する、請求項１に記載の直交周波数分割多重信号の伝送方法。

【請求項３】

前記第３のステップは、前記搬送波変調信号群の各シンボルについて、その一定シンボル前に複素乗算した結果を、前記基準複素数信号群として各前記搬送波変調信号群に複素乗算する、請求項２に記載の直交周波数分割多重信号の伝送方法。

【請求項４】
予め定められた特定パターンを有し、かつ各信号の位相がランダムに変化している複素数信号群をシンボル毎に発生する第４のステップをさらに備え、
前記第３のステップは、前記搬送波変調信号群の各シンボルについて、前記第４のステップで得られた複素数信号群を、前記基準複素数信号群として使用し、
前記第１のステップは、常時は前記第３のステップで得られた複素乗算結果を前記直交周波数分割多重信号に変換し、定期的に前記基準複素数信号群を前記直交周波数分割多重信号に変換する、請求項２に記載の直交周波数分割多重信号の伝送方法。
【請求項５】
所定長のシンボル毎に前記送信側から送信されてきた前記直交周波数分割多重信号を、前記搬送波変調信号群に対応する受信搬送波変調信号群に変換する第５のステップと、
前記第５のステップで得られた受信信号群を、所定の基準複素数信号群により、周波数軸上で複素除算する第６のステップとを備える、請求項２に記載の直交周波数分割多重信号の伝送方法。
【請求項６】
有線または無線の伝送路を介し、受信側に、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を送信する装置であって、
基準複素数信号群を記憶するメモリ手段と、
周波数軸上で互いに直交する複数のキャリアの位相と振幅とを決定する搬送波変調信号群と、前記メモリ手段に記憶された前記基準複素数信号群とを周波数軸上で複素乗算し、送信搬送波変調信号群を出力する複素乗算手段と、
前記複素乗算手段から出力される送信搬送波変調信号群に対して、各シンボル毎に逆フーリエ演算を施すことにより、当該送信搬送波変調信号群を、時間軸上の前記直交周波数分割多重信号に変換する逆フーリエ変換手段と、
前記逆フーリエ変換手段から出力される前記直交周波数分割多重信号の各シンボルに対し、その前部にその後端部と同じデータを含む前部ガードタイムを付加するとともに、その後部にその前端部と同じデータを含む後部ガードタイムを付加するガードタイム付加手段と、
前記前部ガードタイムおよび前記後部ガードタイムの付加された前記直交周波数分割多重信号を、各シンボル毎に前記受信側に送信する送信手段とを備える、直交周波数分割多重信号の送信装置。
【請求項７】
前記メモリ手段は、前記複素乗算手段の一定シンボル前の複素乗算結果を、前記基準複素数信号群として記憶する、請求項６に記載の直交周波数分割多重信号の送信装置。
【請求項８】
前記メモリ手段は、予め定められた複素数信号群を、前記基準複素数信号群として記憶し、
前記複素乗算手段は、前記搬送波変調信号群と、前記メモリ手段に記憶された前記基準複素数信号群とを周波数軸上で複素乗算して出力し、
前記逆フーリエ変換手段は、常時はシンボル毎に前記複素乗算手段から出力された複素乗算結果を前記直交周波数分割多重信号に変換し、定期的に前記メモリ手段から出力された前記基準複素数信号群を前記直交周波数分割多重信号に変換する、請求項６に記載の直交周波数分割多重信号の送信装置。
【請求項９】
前記メモリ手段は、前記基準複素数信号群として疑似雑音信号を発生する疑似雑音信号発生手段の出力を保持していることを特徴とする、請求項８に記載の直交周波数分割多重信号の送信装置。
【請求項１０】
前記メモリ手段は、前記基準複素数信号群として周波数掃引信号を発生する周波数掃引信号発生手段の出力を保持していることを特徴とする、請求項８に記載の直交周波数分割多

重信号の送信装置。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】
本発明は、直交周波数分割多重（Ｏｒｔｈｏｇｏｎａｌ　ＦｒｅｑｕｅｎｃｙＤｉｖｉｓｉｏｎ　Ｍｕｌｔｉｐｌｅｘｉｎｇ；以下、ＯＦＤＭと称す）伝送方法に関し、より特定的には、有線または無線の伝送路を介し、送信側と受信側との間で、所定長のシンボルと当該シンボル間に配置された所定長のガードタイムとを含む直交周波数分割多重信号を用いてデータを伝送する方法に関する。
【０００２】
【従来の技術】
周知のごとく、ＯＦＤＭ伝送方式は、符号化したデータを分割して、数百以上の搬送波に振り分け、これを多重して伝送する方式である。近年、移動体向けディジタル音声放送や、地上ディジタルテレビ放送等において、ＯＦＤＭ信号を用いた通信が着目されている。なぜならば、ＯＦＤＭ信号は、多量のデータの高速伝送が可能で、波形等価器なしでも反射波による特性劣化が少なく、その信号波形がランダム雑音に近い形となるので、他のサービスに混信妨害を与えにくい等の特質を有しているからである。
【０００３】
このようなＯＦＤＭ信号を用いた伝送方式は、１９９３年１０月１日付け発行のＮＩＫＫＥＩ　ＥＬＥＣＴＲＯＮＩＣＳ　ＢＯＯＫＳ「データ圧縮とディジタル変調」の第２０７～２２２頁において、郵政省，通信総合研究所の福地一により書かれた「数百以上の搬送波を使うＯＦＤＭディジタル放送の移動受信に向く」に開示されている。
【０００４】
図１３は上記先行文献に開示された従来のＯＦＤＭ信号の送信装置の構成を示すブロック回路図であり、図１４は図１３の送信装置から送信されるＯＦＤＭ信号の構成を示す図である。図１３において、送信装置５は、直並列変換器５２と、逆フーリエ変換器５３と、並直列変換器５４と、Ｄ／Ａ変換器５５と、ローパスフィルタ５６とを備える。なお、図１４において、（ａ）はＯＦＤＭ信号の直接波を示し、（ｂ）はＯＦＤＭ信号の反射波を示し、（ｃ）はＯＦＤＭ信号の合成波を示し、（ｄ）は時間窓Ｗを示している。
【０００５】
送信装置５の直並列変換器５２には、入力シンボル列が供給されている。入力シンボル列は、ディジタル変調された送信データであり、１伝送シンボル中には複数のデータ値が含まれている。なお、ディジタル変調方式としては、ＱＰＳＫ（ｑｕａｄｒｉｐｈａｓｅ　ｐｈａｓｅ　ｓｈｉｆｔ　ｋｅｙｉｎｇ）変調や、１６ＱＡＭ（ｑｕａｄｒａｔｕｒｅ　ａｍｐｌｉｔｕｄｅ　ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ）等が採用される。直並列変換器５２は、入力シンボル列を、１シンボル毎に、直並列変換して、より低速な複数のシンボル列にする。ここでの並列度は、逆フーリエ変換回路５３で使用する複数の搬送波（相互に位相が直交している）の数（数十～数千、たとえば５１２）と同じになる。このような操作により、直並列変換器５２は、逆フーリエ変換回路５３で使用する複数の搬送波のそれぞれの振幅および位相を決定するための搬送波変調信号群を出力する。
【０００６】
逆フーリエ変換回路５３は、搬送波変調信号群を、１シンボル毎に、周波数軸上に並ぶ各搬送波に割り当て（これによって、１シンボル分のデータが周波数軸上で多重された信号となる）、これらに対して一括的に逆フーリエ変換を施すことにより、時間軸上の多重信号（この段階では、並列のディジタル信号である）に変換する。
【０００７】
並直列変換器５４は、時間軸上の多重信号を並直列変換することにより、離散的なＯＦＤＭ信号を生成する。Ｄ／Ａ変換回路５５は、離散的なＯＦＤＭ信号を、アナログのＯＦＤＭベースバンド信号に変換する。ローパスフィルタ５６は、エイリアシングによるチャネル間干渉が生じないようにするため、ＯＦＤＭベースバンド信号に帯域制限をかける。

【０００８】
上記のような一連の操作の結果、送信装置５は、伝送路に対し、図１４に示すようなガードタイムＧｍ とシンボルＳｍ とを含むＯＦＤＭ信号を出力する。図示しない復調装置は、伝送路を介して受信したＯＦＤＭ信号に対して変調装置５と逆の信号処理を行い、入力シンボル列と同じ出力シンボル列を再生する。
【０００９】
【発明が解決しようとする課題】
ところで、伝送路上では、いわゆるマルチパスが発生する。このため、受信装置側では、送信装置から送信されてきたＯＦＤＭ信号の直接波と、直接波から時間遅延した反射波とを重なって受信する。シンボルＳｍ を例にとると、直接波（図１４（ａ）参照）にマルチパスによる反射波（図１４（ｂ）参照）が重なった場合、合成波（図１４（ｃ）参照）のシンボルＳｍ の前端部に反射波のガードタイムＧｍ との干渉部αｍ が生じ、ガードタイムＧｍ の前端部に反射波のシンボルＳｍ-1 との干渉部βｍ が生じる。このとき、干渉部βｍ は、時間窓Ｗからはずれているため、シンボルＳｍ のフーリエ変換には影響を及ぼさない。しかしながら、干渉部αｍ は、時間窓Ｗ内に生じ、かつガードタイムＧｍ のデータ成分が「０」であるため、フーリエ変換後の各シンボルＳｍ の周波数軸上のデータ成分に波形歪みを生じるという第１の問題点があった。
【００１０】
また、伝送路の遅延特性や、送信側のＤ／Ａ変換器および受信側のＡ／Ｄ変換器のクロックが一致していないことに起因してサンプリングのタイミングにずれが生じる等の理由から、送信装置から受信装置に到達するまでの間に、ＯＦＤＭ信号に時間遅延が発生する。このため、受信装置では、時間窓Ｗを時間軸上で調整する必要があるという第２の問題点もあった。
【００１１】
また、直並列変換器５２から出力される搬送波変調信号群は、その位相が相互に異なっているだけでなく、その位相がすべて同一の場合もありうる。例えば、ディジタル音声放送では無音状態を１シンボル期間を超えて送信する場合に、地上ディジタルテレビ放送では一色の映像を１シンボル期間を超えて送信する場合に、搬送波変調信号群の位相がすべて同一になる。また、有音状態を送信する場合や、多色の映像を送信する場合においても、ＱＰＳＫ変調や、１６ＱＡＭ等のようなディジタル変調方式では、位相の異なる信号点の配点数が限られるため、搬送波変調信号群の位相がすべて同一になりやすい。
【００１２】
このように、搬送波変調信号群の位相がすべて同一になった場合、この搬送波変調信号群を逆フーリエ変換すると、時間軸上で各搬送波の節が一致し、加算増加箇所が時間軸上で一箇所に集中するため、時間軸上のＯＦＤＭ信号の信号波形がインパルス状になり、電力集中が生じる。この様子を図１５に示す。
【００１３】
図１５（ａ）は、相互に直交するｎ本の搬送波をそれぞれ変調するｎ個の搬送波変調信号群の複素平面上での位相がすべて同一の場合を示している。図１５（ｂ）は、図１５（ａ）のｎ個の搬送波変調信号群で変調されたｎ本の搬送波を時間軸上で多重した状態を示している。このように搬送波変調信号群の位相がすべて同一の場合には、ＯＦＤＭ信号は、インパルス状の波形信号になる。なお、図１５（ｃ）は、相互に直交するｎ本の搬送波をそれぞれ変調するｎ個の搬送波変調信号群の複素平面上での位相がランダムな場合を示している。また、図１５（ｄ）は、図１５（ｃ）のｎ個の搬送波変調信号群で変調されたｎ本の搬送波を時間軸上で多重した状態を示している。このように、搬送波変調信号群の位相がすべて異なる場合には、ＯＦＤＭ信号は、時間軸上に平均的に拡散され、ランダム状の波形信号になる。
【００１４】
上記のように、搬送波変調信号群の位相がすべて同一になった場合、ＯＦＤＭ信号がインパルス状になり、最大電力が極端に大きくなるため、ＯＦＤＭ信号は、送受信装置や伝送

路に含まれる中継増幅器（衛星やＣＡＴＶなど）等の非線形性の影響を受けやすくなるという第３の問題点もあった。この場合、ＯＦＤＭ信号がインパルス状になっても、非線形性の影響を与えないように、送受信装置や中継増幅器等のダイナミックレンジを大きくすることも考えられるが、送受信装置や中継増幅器等が高価になるという別の問題が発生する。

【００１５】

それ故に、本発明の目的は、マルチパスにより反射波が直接波に重なった場合でも、フーリエ変換後の各シンボルの周波数軸上のデータ成分に波形歪みを生じないＯＦＤＭ信号の伝送方法ならびにその送信装置および受信装置を提供することである。

本発明の他の目的は、送信側から受信側に到達するまでの間に、ＯＦＤＭ信号に時間遅延が発生しても、時間窓の時間軸上での調整が容易なＯＦＤＭ信号の伝送方法ならびにその送信装置および受信装置を提供することである。

本発明のさらに他の目的は、安価な構成で、ＯＦＤＭ信号に対する非線形性の影響を軽減したＯＦＤＭ信号の伝送方法ならびにその送信装置および受信装置を提供することである。

【００１６】

【課題を解決するための手段および発明の効果】

本発明の第１の局面は、有線または無線の伝送路を介し、送信側から受信側に対して、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を伝送する方法に向けられており、

周波数軸上で互いに直交する複数のキャリアの位相と振幅とを決定する搬送波変調信号群をシンボル毎に逆フーリエ変換することにより、時間軸上の直交周波数分割多重信号に変換する第１のステップと、

直交周波数分割多重信号の各シンボルに対し、その前部にその後端部と同じデータを含む前部ガードタイムを付加するとともに、その後部にその前端部と同じデータを含む後部ガードタイムを付加して、受信側に送信する第２のステップとを備えている。

【００１７】

上記のように、第１の局面では、ＯＦＤＭ信号の各シンボルを送信する際に、各シンボルの前部および後部に、そのシンボルの一部と同じデータを含む前部ガードタイムおよび後部ガードタイムを付加するようにしているので、受信側では、フーリエ変換時における時間窓が受信信号のシンボル区間から多少ずれても、時間軸上に並ぶ１シンボル区間内のすべてのデータ成分を再生することができる。従って、送信側から受信側に到達するまでの間に、ＯＦＤＭ信号に時間遅延が発生しても、時間窓をシンボル区間に正確に一致させる必要がなくなり、時間窓の時間軸上での調整が容易になる。また、マルチパスにより直接波のシンボル区間と反射波のガードタイムとが重なっても、受信側でフーリエ変換後の周波数軸上に現れる各データ成分の振幅位相歪みは、各シンボル間ですべて一様なものとなる。したがって、簡単な演算処理（乗算、加算等）によって、受信側での１シンボル区間の周波数軸上のデータ成分から、容易にそれらの波形歪みを除去することが可能となる。

【００１８】

上記第１の局面において、好ましい実施形態では、搬送波変調信号群と基準複素数信号群とを周波数軸上で複素乗算し、この複素乗算結果をＯＦＤＭ信号に変換して、受信側に伝送するようにしている。また、受信側では、送信側から送信されてきたＯＦＤＭ信号を受信搬送波変調信号群に変換し、この受信搬送波変調信号群を、基準複素数信号群により、周波数軸上で複素除算するようにしている。これによって、送信側と受信側との間でＯＦＤＭ信号に時間遅延が発生しても、受信側で時間遅延の影響のない復調データを得ることができる。

【００１９】

なお、搬送波変調信号群に複素乗算される基準複素数信号群としては、搬送波変調信号群の各シンボルについて、その一定シンボル前に複素乗算した結果を用いても良い。

【００２０】

また、予め定められた特定パターンを有し、かつ各信号の位相がランダムに変化している

複素数信号群を、基準複素数信号群として用いても良い。ただし、この場合、常時は第３のステップで得られた複素乗算結果がＯＦＤＭ信号に変換され、定期的に基準複素数信号群がＯＦＤＭ信号に変換される。これによって、搬送波変調信号群の各信号の絶対基準位相がランダムな値になり、逆フーリエ変換によって得られたＯＦＤＭ信号に電力の時間集中がおこるのを抑制できる。従って、送信装置、受信装置および伝送路のダイナミックレンジを大きくする必要がなく、安価な構成で、送受信器や中継増幅器等の非線形性がＯＦＤＭ信号に与える影響を軽減することができる。

【００２１】

本発明の第２の局面は、有線または無線の伝送路を介し、受信側に、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を送信する装置に向けられており、

基準複素数信号群を記憶するメモリ手段と、

周波数軸上で互いに直交する複数のキャリアの位相と振幅とを決定する搬送波変調信号群と、メモリ手段に記憶された基準複素数信号群とを周波数軸上で複素乗算し、送信搬送波変調信号群を出力する複素乗算手段と、

複素乗算手段から出力される送信搬送波変調信号群に対して、各シンボル毎に逆フーリエ演算を施すことにより、当該送信搬送波変調信号群を、時間軸上の直交周波数分割多重信号に変換する逆フーリエ変換手段と、

逆フーリエ変換手段から出力される直交周波数分割多重信号の各シンボルに対し、その前部にその後端部と同じデータを含む前部ガードタイムを付加するとともに、その後部にその前端部と同じデータを含む後部ガードタイムを付加するガードタイム付加手段と、

前部ガードタイムおよび後部ガードタイムの付加された直交周波数分割多重信号を、各シンボル毎に受信側に送信する送信手段とを備えている。

【００２２】

上記第２の局面において、好ましい実施形態では、メモリ手段は、複素乗算手段の一定シンボル前の複素乗算結果を、基準複素数信号群として記憶している。

【００２３】

上記第２の局面において、他の好ましい実施形態では、メモリ手段は、予め定められた複素数信号群を、基準複素数信号群として記憶する。また、複素乗算手段は、搬送波変調信号群と、メモリ手段に記憶された基準複素数信号群とを周波数軸上で複素乗算して出力する。さらに、逆フーリエ変換手段は、常時はシンボル毎に複素乗算手段から出力された複素乗算結果を直交周波数分割多重信号に変換し、定期的にメモリ手段から出力された基準複素数信号群を直交周波数分割多重信号に変換する。

【００２４】

上記第２の局面において、メモリ手段は、基準複素数信号群として、疑似雑音信号を発生する疑似雑音信号発生手段の出力を保持しても良いし、周波数掃引信号を発生する周波数掃引信号発生手段の出力を保持しても良い。

【００２７】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施形態に係るＯＦＤＭ信号の伝送方法ならびにその送信装置および受信装置について、図面を参照しながら説明する。

【００２８】

図１は本発明の第１の実施形態の送信装置を示すブロック図であり、図２は本発明の第１の実施形態の受信装置の構成を示すブロック図であり、図３は本発明で用いるＯＦＤＭ信号の構成の一例を示す図である。なお、図３において、（ａ）はＯＦＤＭ信号の直接波を示し、（ｂ）はＯＦＤＭ信号の反射波を示し、（ｃ）は時間遅延が生じた場合のＯＦＤＭ信号の直接波を示し、（ｄ）は時間遅延が生じた場合のＯＦＤＭ信号の反射波を示し、（ｅ）は時間窓Ｗを示している。

【００２９】

図１の送信装置１と、図２の受信装置２とは、同軸ケーブルや、光ファイバケーブル等の伝送路（図示せず）で接続されている。このような送信装置１および受信装置２は、たと

えばディジタルＣＡＴＶシステムにおいて用いられる。送信装置１は、ＯＦＤＭ信号を用い、受信装置２に対して、たとえばテレビの多チャンネル分の映像データを伝送するように構成されている。

【００３０】

図１において、送信装置１は、搬送波変調信号発生器１２と、複素乗算器１３と、メモリ１４と、逆フーリエ変換器１５と、ガードタイム挿入部１６と、同期信号多重部１７と、Ｄ／Ａ変換器１８と、ローパスフィルタ１９とを備えている。

【００３１】

送信装置１の搬送波変調信号発生器１２には、受信装置２に送信すべき送信ディジタルデータ（ビットストリーム信号）が入力されている。搬送波変調信号発生器１２は、入力された送信ディジタルデータを、ディジタル変調すると共に、１シンボル区間毎に直並列変換し、相互に直交するｎ本（ｎ＝数十～数千、たとえば５１２）の搬送波を変調するためのｎ個の搬送波変調信号を含む搬送波変調信号群に変換する。なお、ディジタル変調方式としては、ＱＰＳＫ変調や、１６ＱＡＭ等が採用される。この段階での搬送波変調信号群は、従来の直並列変換器５２（図１３参照）から出力される搬送波変調信号群と同様である。搬送波変調信号発生器１２から出力される搬送波変調信号群は、複素乗算器１３に与えられる。メモリ１４は、複素乗算器１３から出力される搬送波変調信号群Ｄ’ｍを１シンボル分記憶することができる。また、メモリ１４は、複素乗算器１３に搬送波変調信号群Ｄｍが入力されたときに、内部に記憶している１シンボル前の搬送波変調信号群Ｄ’ｍ-1を、所定の基準複素数信号群として、複素乗算器１３に出力する。複素乗算器１３は、入力された送信信号群Ｄｍと、１シンボル前の基準複素数信号群Ｄ’ｍ-1とを、周波数軸上で、複素乗算することにより、搬送波変調信号群

Ｄ’ｍ（Ｄ’ｍ＝Ｄｍ×Ｄ’ｍ-1）

を作成する。

【００３２】

より具体的に説明すると、複素乗算器１３に入力された搬送波変調信号群（ｎ個の搬送波変調信号を含む）のうち、ｋ（ｋ＝１，２，…，ｎ）番目の搬送波変調信号の実数部をＤｍ［ｋ］ｒｅａｌとし、その虚数部をＤｍ［ｋ］ｉｍａｇとし、メモリ１４に記憶したｋ番目の搬送波変調信号の実数部をＤ’ｍ-1［ｋ］ｒｅａｌとし、その虚数部をＤ’ｍ-1［ｋ］ｉｍａｇとした場合、複素乗算器１３は、各搬送波変調信号の実数部および虚数部それぞれについて、乗算処理を行い、

Ｄ’ｍ［ｋ］ｒｅａｌ＝Ｄｍ［ｋ］ｒｅａｌ×Ｄ’ｍ-1［ｋ］ｒｅａｌ

Ｄ’ｍ［ｋ］ｉｍａｇ＝Ｄｍ［ｋ］ｉｍａｇ×Ｄ’ｍ-1［ｋ］ｉｍａｇ

を出力する。メモリ１４は、複素乗算器１３から出力された実数および虚数の搬送波変調信号Ｄ’ｍ（Ｄ’ｍ［ｋ］ｒｅａｌおよびＤ’ｍ［ｋ］ｉｍａｇを含む）を記憶保持する。図４に示すように、メモリ１４および複素乗算器１３は、上記のような動作を繰り返し実行する。

【００３３】

逆フーリエ変換器１５は、複素乗算器１３から出力される搬送波変調信号群Ｄ’ｍ中のそれぞれの搬送波変調信号を、シンボル区間毎に、順次周波数軸上に並ぶ各搬送波に割り当て、これらに対して一括的に逆フーリエ変換を施し、さらに並直列変換を行うことにより、周波数軸上で各データ成分が多重された搬送波変調信号群を、時間軸上で各データ成分が多重されたＯＦＤＭ信号Ｄ’ｍｔに変換する。

【００３４】

ガードタイム挿入部１６は、逆フーリエ変換器１５から出力されるディジタルのＯＦＤＭ信号Ｄ’ｍｔを、各シンボル区間毎に、一旦、内部のバッファに蓄える。次に、ガードタイム挿入回路１６は、各シンボルＳｍに対して、その前部に前部ガードタイムＧｈｍを、その後部に後部ガードタイムＧｅｍを、それぞれ付加する（図３参照）。なお、前部ガードタイムＧｈｍの時間長ｔｇ１および後部ガードタイムＧｅｍの時間長ｔｇ２は、それぞれ伝送路で発生するマルチパスによる直接波と間接波との時間差および送信装置１のＤ／Ａ変換器１

８と受信装置２のＡ／Ｄ変換器２２との間のサンプリングのずれによる時間遅延を考慮して定められる。また、前部ガードタイムＧhmには、対応するシンボルＳｍ の後端部Ｓemと同じデータＤ’emt が含められ、後部ガードタイムＧemには、対応するシンボルＳｍ の前端部Ｓhmと同じデータＤ’hmt が含められる。これにより、実質的なシンボル長が、ｔｇ１＋ｔｓ＋ｔｇ２に延長されることになる。ガードタイム挿入部１６は、前部ガードタイムＧhm、シンボルＳｍ 、後部ガードタイムＧemを使用して、データＤ’emt 、Ｄ’ｍ 、Ｄ’hmt を順次出力する。

【００３５】

同期信号多重部１７は、シンボルの区切りを示すため、シンボル毎に、同期信号を、ガードタイムの付加されたＯＦＤＭ信号に時間軸上で多重し、Ｄ／Ａ変換器１８に出力する。同期信号は、たとえば、図５（ａ）に示すようにＯＦＤＭ信号に対し、周期的に既知の無変調搬送波と抑圧信号等とから構成する。

【００３６】

Ｄ／Ａ変換器１８は、同期信号多重部１７から出力される、ガードタイムおよび同期信号が付加されたディジタルデータのＯＦＤＭ信号を、アナログのＯＦＤＭベースバンド信号に変換する。ローパスフィルタ１９は、エイリアシングによるチャネル間干渉が生じないようにするため、ＯＦＤＭベースバンド信号に帯域制限をかける。

【００３７】

上記のような一連の操作の結果、送信装置１は、伝送路に対して、ガードタイムおよび同期信号を含むＯＦＤＭ信号を出力する。

【００３８】

図２において、受信装置２は、ローパスフィルタ２１と、Ａ／Ｄ変換器２２と、エンベロープ検波器２３と、同期再生部２４と、フーリエ変換器２５と、メモリ２６と、複素除算器２７と、送信データ再生器２８とを備えている。

【００３９】

ローパスフィルタ２１は、伝送路を介して受信したＯＦＤＭ信号から、不要な高周波域のスペクトル成分を除去する。

【００４０】

ここで、マルチパスや伝送路の遅延特性等による時間遅延Δｔを考慮し、受信装置２において受信したＯＦＤＭ信号をＺＤ’mtとする。なお、Ｚは、

Ｚ＝ｅｘｐｊ２πｆｃΔｔ

であり、信号の遅延分を表している。

【００４１】

Ａ／Ｄ変換器２２は、アナログのＯＦＤＭ信号の前部ガードタイムＧhm、シンボルＳｍ 、後部ガードタイムＧemにそれぞれ含まれるデータＺＤ’emt 、ＺＤ’mt、ＺＤ’hmt を、ディジタルのＯＦＤＭ信号に変換する。

【００４２】

エンベロープ検波器２３は、ＯＦＤＭ信号をエンベロープ検波することにより、図５（ｂ）に示すエンベロープ検波信号を、シンボル毎に出力する。同期再生部２４は、エンベロープ検波器２３から出力されたエンベロープ検波信号に基づいて、図５（ｃ）に示す基準タイミング信号を、シンボル毎に出力する。この基準タイミング信号は、フーリエ変換器２５およびメモリ２６に入力される。

【００４３】

フーリエ変換器２５は、基準タイミング信号に同期して、Ａ／Ｄ変換器２２から出力されるＯＦＤＭ信号を、シンボル長ｔｓと同じ長さの時間窓Ｗ（図３（ｅ）参照）を介して覗くことにより、各シンボルの必要なデータ部分だけを抽出する。また、フーリエ変換器２５は、この抽出されたデータ部分に対して、フーリエ変換演算を施すことにより、時間軸上のＯＦＤＭ信号を、周波数軸上の受信搬送波変調信号群に変換する。

【００４４】

メモリ２６は、フーリエ変換器２５から出力される受信搬送波変調信号群を、１シンボル

分記憶する。ここで、送信装置１からデータＤ’ｍが送られてきた場合、メモリ２６には、それに対応するデータとして、データＺＤ’ｍが格納されることになる。データＺＤ’ｍは、データＤ’ｍにマルチパスや伝送路等によって生じた時間遅延分Ｚを加えたものである。すなわち、

ＺＤ’ｍ＝Ｄ’ｍ×ｅｘｐｊ２πｆｃΔｔ

となる。メモリ２６は、基準タイミング信号に同期して、データＺＤ’ｍを複素除算器２７に出力する。複素除算器２７は、同期を確立した上で、フーリエ変換器２５から出力されるシンボルＳm+1 のデータＺＤ’m+1 を、メモリ２６に保持されているデータＺＤ’ｍによって複素除算する。すなわち、複素除算器２７は、

ＺＤ’m+1 ／ＺＤ’ｍ＝Ｄ’m+1 ／Ｄ’ｍ＝Ｄm+1

の演算を行う。図６に示すように、フーリエ変換器２５、メモリ２６および複素除算器２７は、上記のような動作を繰り返し実行する。

【００４５】

前述したように、マルチパスに起因して、図３（ａ）に示す直接波と図３（ｂ）に示す反射波との間に、相対的な時間遅延が生じる。また、送信装置１のＤ／Ａ変換器１８と受信装置２のＡ／Ｄ変換器２２とにおけるサンプリングタイミングが異なることに起因して、直接波および反射波にそれぞれ固有の時間遅延が発生する（図３（ｃ）および図３（ｄ）参照）。フーリエ変換器２５において、基準タイミング信号は、これらの時間遅延を考慮していないため、図３（ｅ）に示すように、時間軸上における受信側の時間窓Ｗの位置は、受信信号のシンボル区間からずれている。

【００４６】

しかしながら、受信側のフーリエ変換器２５で、時間窓Ｗが正確なシンボル区間からずれていても、前部ガードタイムＧhmおよび後部ガードタイムＧemには、それぞれデータＺＤ’emt およびＺＤ’hmt が含まれているため、時間窓Ｗを介して覗いたデータには、１シンボル区間に本来含まれるべき時間軸上のすべてのデータＺＤ’mtが含まれていることになる。このため、この時間遅延および反射波の重なりは、周波数軸上において各データ成分毎に一様な振幅位相歪みとなって現れる。また、時間遅延および反射波の特性が一様であれば、各シンボル区間毎に振幅位相歪みの大きさは等しくなる。本実施形態では、複素除算器２７は、フーリエ変換器２５から出力されたシンボルＳm+1 のデータＺＤ’m+1 を、メモリ２６に保持されているデータＺＤ’ｍで複素除算することにより、データの遅延分Ｚをキャンセルし、遅延の無い元の搬送波変調信号群Ｄm+1 を得ている。すなわち、複素除算器２７が、

ＺＤ’m+1 ／ＺＤ’ｍ＝Ｄ’m+1 ／Ｄ’ｍ＝Ｄm+1

の演算を行うことにより、振幅位相歪みは打ち消されることとなり、各シンボルについて、位相・振幅歪みのないデータＤm が得られる。

【００４７】

以上のように、上記実施形態では、各シンボルの前後にそのシンボルの後端部および前端部と同じデータを含むガードタイムを付加して送信するようにしているので、受信側では、時間窓Ｗ内に直接波および反射波の両方について、時間軸上に並ぶ１シンボル区間内のすべてのデータ成分を再生することができる。このため、マルチパスにより反射波が直接波に重なり、直接波のシンボル区間と反射波のガードタイムとが重なっても、フーリエ変換後に周波数軸上に現れる各データ成分の振幅位相歪みは、すべて一様なものとなる。したがって、送信側および受信側で適当な演算処理（乗算、除算）を実行することで、１シンボル区間の周波数軸上の受信搬送波変調信号群から、容易に波形歪みを除去することができる。

【００４８】

また、上記実施形態では、送信側と受信側との間で、ＯＦＤＭ信号に時間遅延が発生しても、周波数軸上で受信搬送波変調信号群を所定の基準複素数信号群で複素乗算、複素除算することにより、時間遅延のない復調データを得ることができる。その結果、時間窓をシンボル区間に正確に一致させる必要がなくなる。

【００４９】
送信データ再生器２８は、複素除算器２７から出力された受信搬送波変調信号群Ｄｍ の信号点を複素平面上にマッピングし、信号点を判定することにより、送信装置１の送信ディジタル信号群と同値の受信ディジタル信号群を得る。前述したように、受信搬送波変調信号群Ｄｍ からは、位相歪みや振幅歪みが除去されている。したがって、送信データ再生器２８は、複素平面上へのマッピング位置から、正確かつ容易に元のデータを判定することができる。
【００５０】
なお、本願発明者は、計算機を使用して、マルチパスによる遅延波の影響と、時間軸遅延の影響とについて、従来のシステムと本実施形態のシステムとを比較するシミュレーションを行った。なお、このシミュレーションは、キャリア数が５１２本、２５６番目のキャリアのデータだけが振幅「１」，位相「０」、他のキャリアのデータはすべて「０」を条件として実施された。
【００５１】
図７は、マルチパスによる遅延波の影響について、従来のシステムと本実施形態のシステムとを比較したシミュレーション結果を示す図である。なお、図７において、（ａ），（ｂ），（ｃ），（ｄ）は、それぞれ、従来のシステムにおける直接波，間接波，合成波，合成波をフーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換した場合のデータ歪みを示している。また、図７において、（ｅ），（ｆ），（ｇ），（ｈ）は、それぞれ、本実施形態のシステムにおける直接波，間接波，合成波，合成波をフーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換した場合のデータ歪みを示している。
【００５２】
従来のシステムでは、ガードタイムにいかなるデータも挿入されていないため（図７（ｂ）のα１参照）、合成波の時間窓Ｗ中に干渉部α２が発生している（図７（ｃ）参照）。したがって、合成波を時間窓Ｗでフーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換すると、図７（ｄ）に示すように、２５６番目のキャリアのデータのスペクトルが拡がるとともに、他のキャリアの本来「０」であったはずのデータに歪みが生じる。したがって、送信データ再生器２８で誤判定が起き易くなる。さらに、他のキャリアについても、送信データ再生器２８で誤判定が起き易くなる。一方、本実施形態のシステムでは、ガードタイムにデータが挿入されているので、他のキャリアのデータに影響を及ぼさない。
【００５３】
図８は、伝送路等による時間遅延の影響について、従来のシステムと本実施形態のシステムとを比較したシミュレーション結果を示す図である。図８において、（ａ）は２５６番目のキャリアのデータだけが振幅「１」，位相「０」の場合のスペクトルを示し、（ｂ）は（ａ）のデータを逆フーリエ演算することにより時間軸上の信号に変換した場合の信号波形を示している。また、図８において、（ｃ），（ｄ）は、それぞれ、従来のシステムにおける時間遅延を生じた合成波，合成波をフーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換した場合のデータ歪みを示している。また、図８において、（ｅ），（ｆ）は、それぞれ、本実施形態のシステムにおける時間遅延を生じた合成波，合成波をフーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換した場合のデータ歪みを示している。
【００５４】
従来のシステムでは、ガードタイムにいかなるデータも挿入されていないため（図８（ｃ）のα１参照）、図７（ｃ）の場合と同様に、合成波の時間窓Ｗ中に干渉部α２が発生する。したがって、図８（ｄ）に示すように、合成波を時間窓Ｗでフーリエ演算することにより周波数軸上の信号に変換すると、２５６番目のキャリアのデータのスペクトルが拡がるとともに、他のキャリアの本来「０」であったはずのデータに歪みが生じる。したがって、他のキャリアについても、送信データ再生器２８で誤判定が起こり易くなる。一方、本実施形態では、ガードタイムにデータが挿入されているので、他のキャリアのデータに影響を及ぼさない。
【００５５】

図９は、本発明の第２の実施形態の送信装置の構成を示すブロック図である。なお、図９の送信装置３において、図１の送信装置１の構成と対応する部分には、同一の参照番号を付し、その説明を省略する。図９の実施形態で注目すべき点は、メモリ１４が、特定パターン発生器３１の出力、すなわち、予め定められた特定パターンを有し、かつ各信号の位相が相互にランダムに変化している複素数信号群Ｄ0 を保持していることである。このような複素数信号群Ｄ0 は、たとえば０～１の間のレベルの疑似ランダム信号を発生するＰＮ系列疑似ランダム信号発生器と、この疑似ランダム信号と２πとを乗算する乗算器とを備え、位相が０から２π間でランダムな値を持ち、かつ振幅が１の単位ベクトル信号を生成する疑似雑音信号発生器により形成することができる。また、このような複素数信号群は、位相が０から２πまでのランダムな値を持った既知の周波数掃引信号を発生する、周波数掃引信号発生器により形成することもできる。

【００５６】

複素乗算器１３は、各シンボル区間のデータＤｍ が入力される毎に、データＤｍ とデータＤ0 とを周波数軸上で複素乗算して、データＤ’ｍ （Ｄ’ｍ ＝Ｄｍ ×Ｄ0 ）を作成し、搬送波変調信号群中の各搬送波変調信号の相互の位相を特定パターンにランダム化する。

【００５７】

図１０は、複素乗算器１３における複素乗算の動作を示す図である。特に、図１０（ａ）は変調方式に１６値ＱＡＭを用いた場合の搬送波変調信号の取り得る信号点配置を示し、図１０（ｂ）は位相がランダムに変化する単位ベクトルｉを示し、図１０（ｃ）は位相を特定パターンにランダム化された搬送波変調信号を示している。

【００５８】

図１０（ａ）において、今、一つの搬送波に割り当てられる搬送波変調信号群中の一つの搬送波変調信号が、複素平面上の信号点Ａに配点されたと仮定する。信号点Ａは、その実数部が３、その虚数部が１の大きさを持つ。また、単位ベクトルｉは、この時、位相角３π／４を持ったと仮定する。複素乗算の結果、図１０（ｃ）に示す搬送波変調信号Ａ’が得られる。搬送波変調信号Ａ’は、実数部が－２．８、虚数部が１．４となり、１６値ＱＡＭの配置にはない信号点をとることになる。このように、単位ベクトルｉの位相がランダムに変化するため、搬送波変調信号発生器１２から出力された搬送波変調信号群中の各搬送波変調信号の位相が、たとえ同一であっても、複素乗算器１３は、位相が相互にランダム化された搬送波変調信号群を、逆フーリエ変換器１５に出力する。

【００５９】

複素乗算器１３は、このような動作を所定の期間繰り返す。また、複素乗算器１３は、定期的にデータＤ0 だけを出力する。この時の一連の動作を、図１１に示す。すなわち、データＤ0 が挿入されるシンボルをＳ0 とすると、送信装置３は、図１２に示すように、定期的にシンボルＳ0 のデータＤ0 を、その他の場合はシンボルＳｍ のデータＤ’ｍ を出力することになる。逆フーリエ変換器１５は、搬送波変調信号群Ｄ’ｍ を、シンボル毎に、周波数軸上に並ぶ各搬送波に割り当て、これらに対して一括的に逆フーリエ変換および並直列変換を施すことにより、ディジタルのＯＦＤＭ信号に変換する。この結果、搬送波変調信号群の絶対基準位相が、０から２πまでのランダムな値になり、逆フーリエ変換器１５から出力されたＯＦＤＭ信号に電力集中が起こるのを抑制できる。したがって、送信装置、受信装置のダイナミックレンジを大きくする必要がなく、安価な構成で、ＯＦＤＭ信号への送受信器や中継増幅器等の非線形性からの影響を軽減することができる。送信装置３における他の回路ブロック、すなわちガードタイム挿入部１６～ローパスフィルタ１９は、送信装置１の場合と同様に動作する。

【００６０】

なお、ガードタイム挿入部１６は、シンボルＳｍ の場合と同様に、シンボルＳ0 の後端部と同じデータ成分Ｄ0 を対応する前部ガードタイムに挿入するとともに、シンボルＳ0 の前端部と同じデータ成分を対応する後部ガードタイムに挿入している。

【００６１】

図９に示す送信装置３を用いた場合、基本的には、図２に示す受信装置２と同じ構成の受

信装置を用いることができる。ただし、受信装置のメモリ２６には、送信装置３のメモリ１４に記憶される基準複素数信号群Ｄ0 の受信データＺＤ0 を記憶させることになる。

【００６２】

上記した図９の実施形態においても、前述した第１の実施形態と同様の効果が得られる。すなわち、マルチパスにより反射波が直接波に重なり、直接波のシンボル区間と反射波のガードタイムとが重なっても、フーリエ変換後に周波数軸上に現れる受信搬送波変調信号群の振幅位相歪みがすべて一様なものとなり、その除去を簡単な演算処理（乗算、除算）で行える。また、送信側と受信側との間でＯＦＤＭ信号に時間遅延が発生しても、時間遅延の影響のない復調データを得ることができ、時間窓の時間軸上の調整が容易になる。

【００６３】

なお、上述の各実施形態は、有線の伝送路を介してデータを伝送するようにしているが、本発明はこれに限定されることなく、無線の伝送路を介してデータを伝送するようにしてもよい。また、上述の各実施形態では、多チャンネル分のテレビの映像データを各搬送波に乗せるようにしたが、１チャンネル分の映像データを時間分割して並列に並び替え、各搬送波に割り当てるようにしてもよい。さらに、映像データに替えて、音声データ、テキストデータ等を各搬送波にのせるようにしてもよい。さらに、ＣＡＴＶに替えて、ＬＡＮ、ＷＡＮ等の他のシステムにおいて本発明を実施してもよい。

【００６４】

さらに、図９の送信装置３では、メモリ１４から出力された基準複素数信号群を、定期的に、複素乗算器１３を介して逆フーリエ変換器１５に入力するようにしたが、基準複素数信号群を、逆フーリエ変換器１５に直接入力してもよい。

【００６５】

さらに、図９の送信装置３では、搬送波変調信号群に含める基準複素数信号群として、予め定められた特定パターンを有し、かつその位相が相互にランダムに変化している複素数信号群Ｄ0 を使用したが、ＯＦＤＭ信号に生じる電力集中が生じないような状況下では、搬送波変調信号群に含める基準複素数信号群として、予め定められた特定パターンを有し、かつ各信号の位相が相互に同一の複素数信号群を使用しても良い。この場合でも、第１の実施形態と同様、簡単な演算処理（乗算、除算）を行うことで、振幅位相歪みを除去できる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の第１の実施形態の送信装置の構成を示すブロック図である。

【図２】本発明の第１の実施形態の受信装置の構成を示すブロック図である。

【図３】図１の送信装置１から送信されるＯＦＤＭ信号の構成を示す図である。

【図４】図１のメモリ１４と、複素乗算器１３との動作を示す図である。

【図５】図１の送信装置１から出力されたＯＦＤＭ信号に対する受信装置２のエンベロープ検波器２３と同期再生部２４との動作を示す図である。

【図６】図２のメモリ２６と、複素除算器２７との動作を示す図である。

【図７】マルチパスによる遅延波の影響について、従来のシステムと第１の実施形態のシステムとを比較したシミュレーション結果を示す図である。

【図８】伝送路等による時間遅延の影響について、従来のシステムと第１の実施形態のシステムとを比較したシミュレーション結果を示す図である。

【図９】本発明の第２の実施形態の送信装置の構成を示すブロック図である。

【図１０】図９の複素乗算器１３における搬送波変調信号群と複素数信号群との複素乗算の様子を示す図である。

【図１１】図９のメモリ１４と複素乗算器１３との動作を示す図である。

【図１２】図９のＯＦＤＭ信号の送信装置から送信されるＯＦＤＭ信号の構成を示す信号構成図である。

【図１３】従来のＯＦＤＭ信号の送信装置の構成を示すブロック図である。

【図１４】図１３の送信装置５から送信されるＯＦＤＭ信号の構成を示す図である。

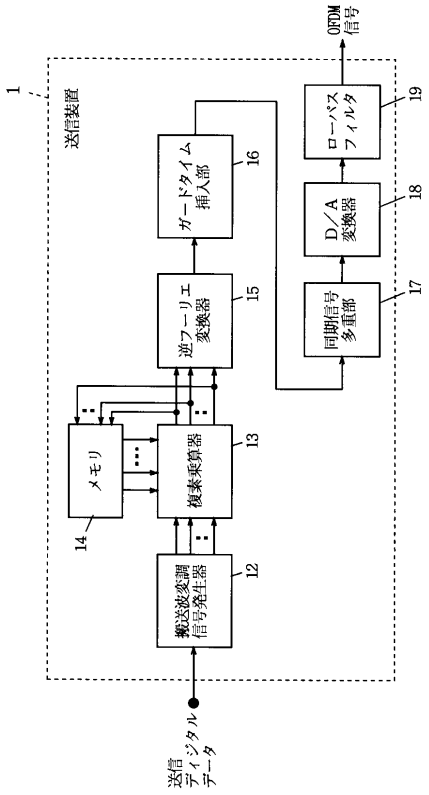
【図１５】相互に直交する搬送波に割り当てられた搬送波変調信号群の位相状態とＯＦＤ

M信号との関係を示す信号波形図である。

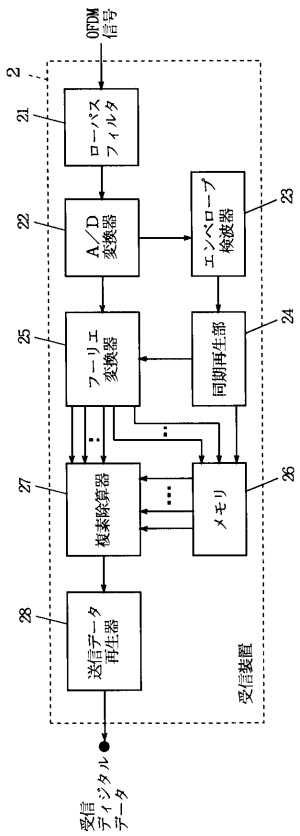
【符号の説明】

１，３…送信装置
１２…搬送波変調信号発生器
１３…複素乗算器
１４…メモリ
１５…逆フーリエ変換器
１６…ガードタイム挿入部
１７…同期信号多重部
１８…Ｄ／Ａ変換器
１９…ローパスフィルタ
３１…特定パターン発生器
２…受信装置
２１…ローパスフィルタ
２２…Ａ／Ｄ変換器
２３…エンベロープ検波器
２４…同期再生部
２５…フーリエ変換器
２６…メモリ
２７…複素除算器
２８…送信データ再生器

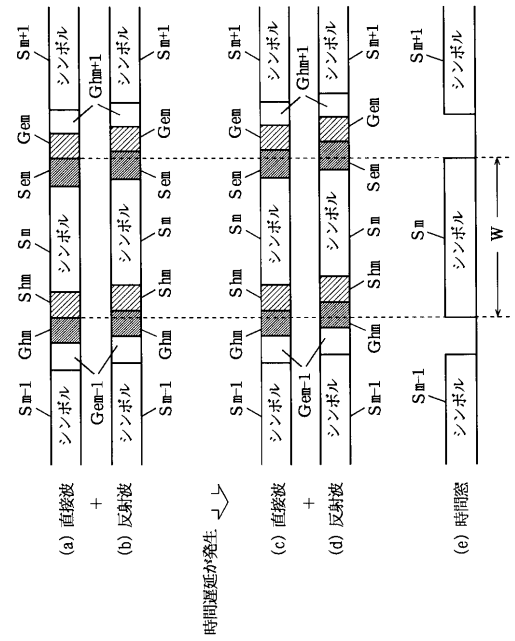
【図１】



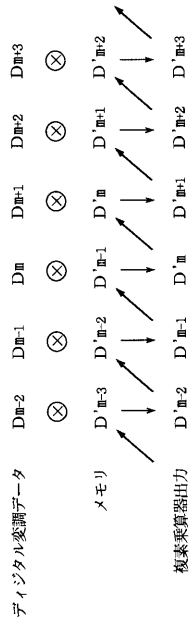
【図２】



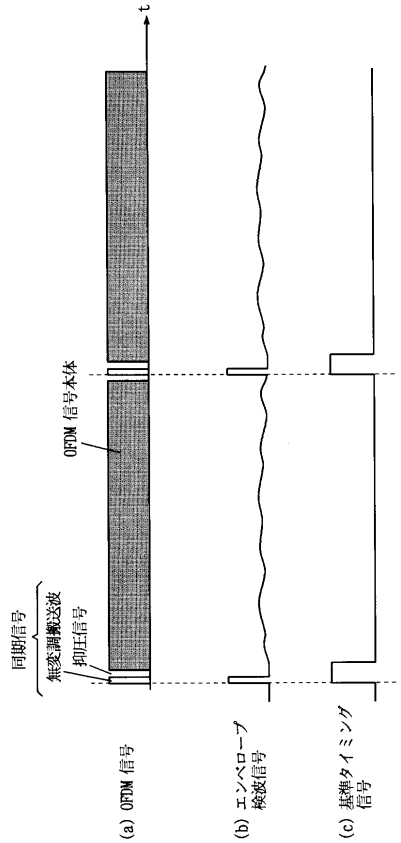
【図３】


(a) 直接波
(b) 反射波
時間遅延が発生
(c) 直接波
(d) 反射波
(e) 時間窓
シンボル
W

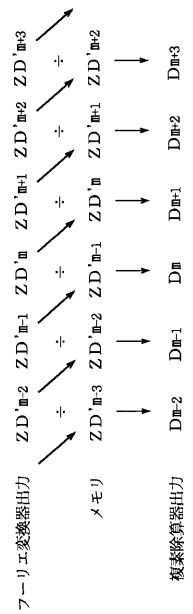
【図４】


ディジタル変調データ
メモリ
複素乗算器出力

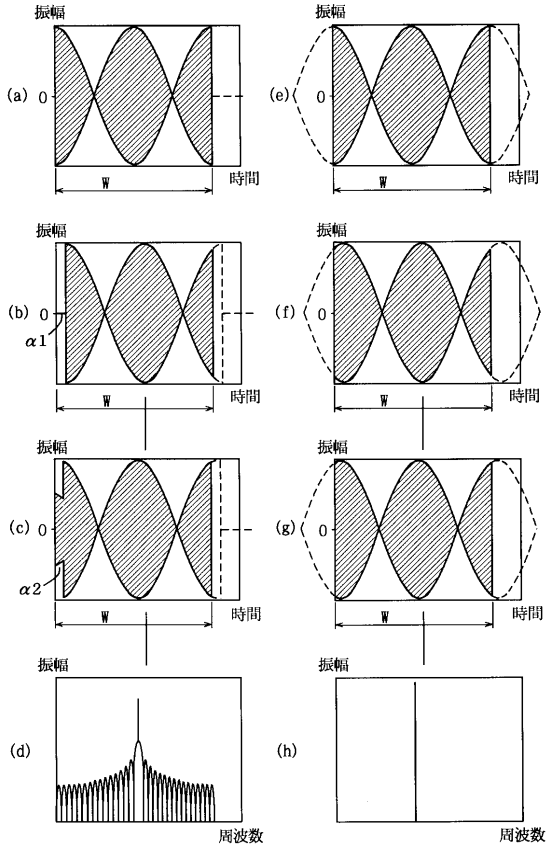
【図５】


同期信号
無変調搬送波
抑圧信号
OFDM 信号本体
(a) OFDM 信号
(b) エンベロープ検波信号
(c) 基準タイミング信号
t

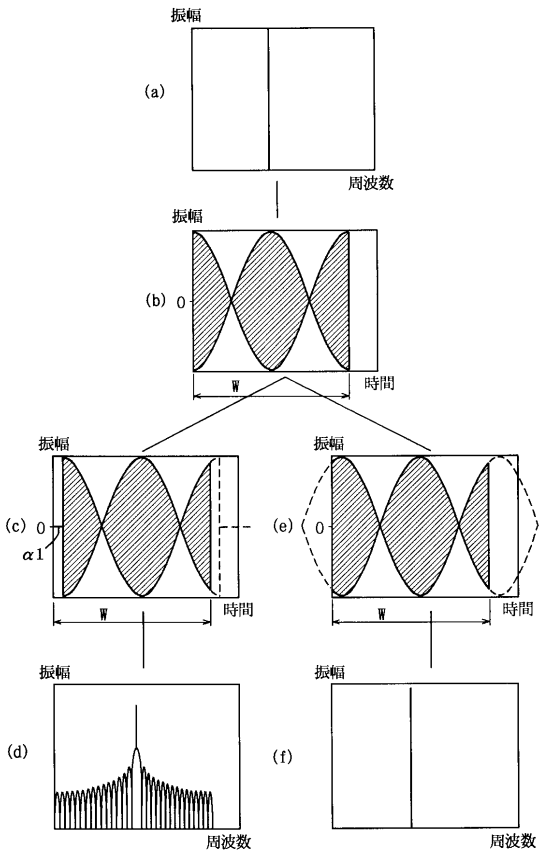
【図６】


フーリエ変換器出力
メモリ
複素除算器出力

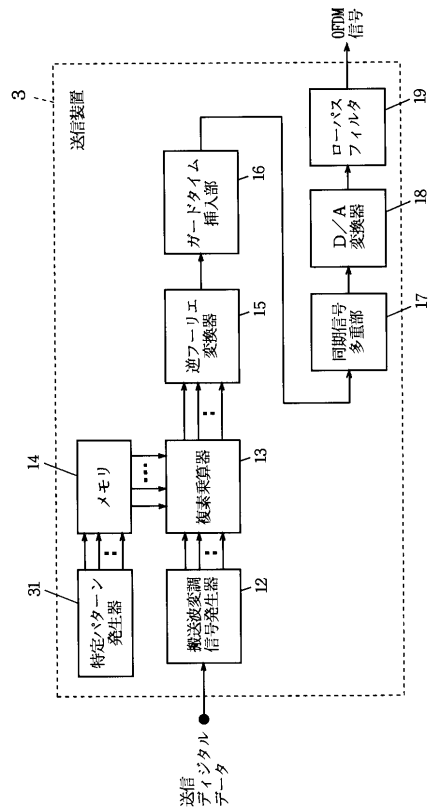
【図７】


振幅
(a)
0
W
時間
(e)
(b)
α1
(f)
(c)
α2
(g)
(d)
(h)
周波数

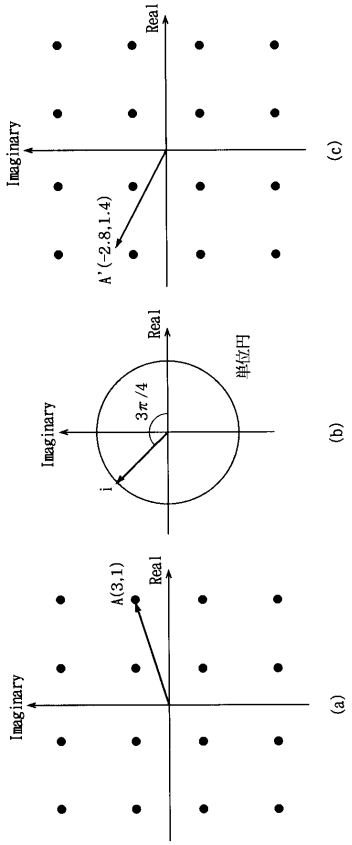
【図８】


振幅
(a)
周波数
(b)
0
W
時間
(c)
α1
(e)
(d)
(f)

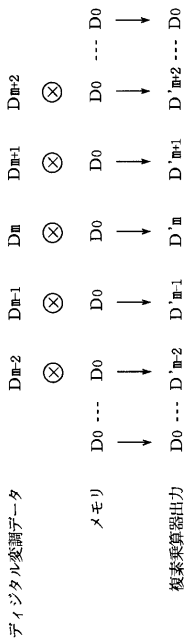
【図９】


OFDM信号
3
送信装置
ローパスフィルタ
19
D／A変換器
18
同期信号多重部
17
ガードタイム挿入部
16
逆フーリエ変換器
15
メモリ
14
複素乗算器
13
特定パターン発生器
31
搬送波変調信号発生器
12
送信ディジタルデータ

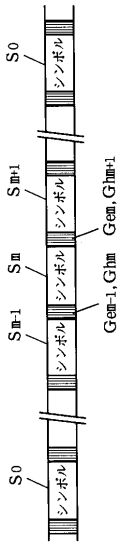
【図１０】


Real
Imaginary
(c)
A'(-2.8,1.4)
単位円
3π/4
(b)
A(3,1)
(a)

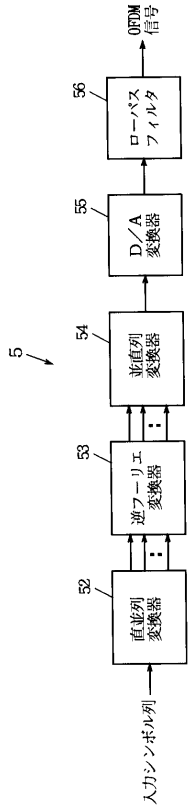
【図１１】



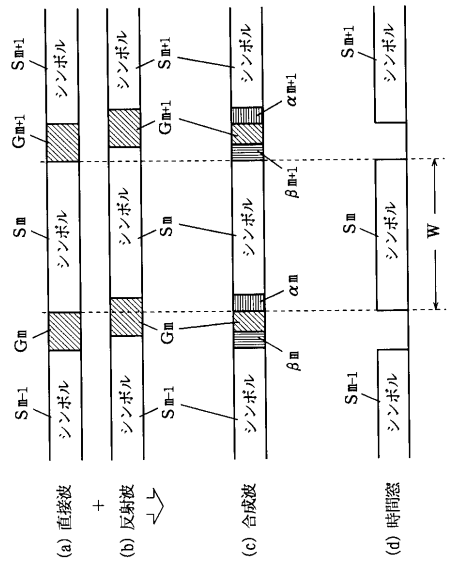
【図１２】



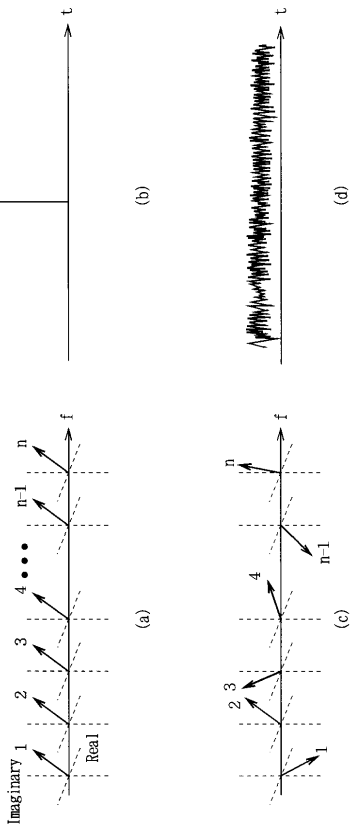
【図１３】



【図１４】



【図１５】



フロントページの続き

(72)発明者　木村　知弘
大阪府門真市大字門真１００６番地　松下電器産業株式会社内
(72)発明者　大植　裕司
大阪府門真市大字門真１００６番地　松下電器産業株式会社内

審査官　高野　洋

(56)参考文献　特開平０７－１４３０９８（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－０３２５３９（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－１０２７７１（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－１２５６３０（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－０７９２１７（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－０３２４７０（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－０９７７９７（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.^{7}，ＤＢ名)
H04J 11/00
H04J 1/00