(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第5196186号
(P5196186)

(45)発行日　平成25年5月15日(2013.5.15)　(24)登録日　平成25年2月15日(2013.2.15)

(51)Int.Cl.　F I

H04B 1/04	(2006.01)	H04B	1/04	A
H04J 1/00	(2006.01)	H04J	1/00	

請求項の数 5　(全 23 頁)

(21)出願番号　特願2009-76897(P2009-76897)
(22)出願日　平成21年3月26日(2009.3.26)
(65)公開番号　特開2010-232857(P2010-232857A)
(43)公開日　平成22年10月14日(2010.10.14)
審査請求日　平成24年1月6日(2012.1.6)

（出願人による申告）平成２０年度、支出負担行為担当官、総務省大臣官房会計課企画官、研究テーマ「同一周波数帯における複数無線システム間無線リソース制御技術の研究開発」に関する委託研究、産業技術力強化法第１９条の適用を受ける特許出願

(73)特許権者　393031586
株式会社国際電気通信基礎技術研究所
京都府相楽郡精華町光台二丁目２番地２
(74)代理人　100112715
弁理士　松山　隆夫
(72)発明者　太郎丸　眞
京都府相楽郡精華町光台二丁目２番地２
株式会社国際電気通信基礎技術研究所内
(72)発明者　矢野　一人
京都府相楽郡精華町光台二丁目２番地２
株式会社国際電気通信基礎技術研究所内
(72)発明者　上羽　正純
京都府相楽郡精華町光台二丁目２番地２
株式会社国際電気通信基礎技術研究所内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】送信機およびそれを備えた通信システム

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
空いている通信帯域を用いてデータを送信する送信機であって、
前記データの通信に用いられていない通信帯域である複数の空き通信帯域を検出する検出手段と、
送信データを周波数変調した送信スペクトラムを前記複数の空き通信帯域に含まれるＪ（Ｊは２以上の整数）個の空き通信帯域に分割する分割フィルタと、
前記Ｊ個の空き通信帯域に分割されたＪ個の分割送信スペクトラムに対して畳み込み演算を行うことにより帯域制限処理を行う帯域制限フィルタと、
前記帯域制限処理が行われたＪ個の分割送信スペクトラムを送信する送信手段とを備え、
前記分割フィルタは、前記送信スペクトラムの離散的な複数の周波数成分の順序を維持し、かつ、前記複数の周波数成分ができる限り連続するように前記送信スペクトラムを前記複数の空き通信帯域に含まれる空き通信帯域に分割することにより前記送信スペクトラムを前記Ｊ個の空き通信帯域に分割する、送信機。
【請求項２】
前記帯域制限フィルタは、ルートコサインロールオフフィルタからなる、請求項１に記載の送信機。
【請求項３】
前記Ｊ個の空き通信帯域は、前記複数の空き通信帯域から帯域幅が広い順に選択された

空き通信帯域からなる、請求項１に記載の送信機。
【請求項４】
前記分割フィルタは、
前記送信スペクトラムを各々がＮ（Ｎは２以上の整数）個のシンボルからなる複数のブロックに分割し、前記複数のブロックを直列配列から並列配列に変換する直列／並列変換器と、
前記複数のブロックを高速フーリエ変換するフーリエ変換器と、
前記フーリエ変換器の出力信号にＬＮ行×Ｎ列（Ｌは２以上の２のべき乗の整数）からなるマッピング行列を乗算するマッピング器と、
前記マッピング器の出力信号を逆高速フーリエ変換する逆フーリエ変換器とを含み、
前記帯域制限フィルタは、
前記逆フーリエ変換器の出力信号を畳み込み演算して前記出力信号の帯域を制限する畳み込みフィルタと、
前記畳み込みフィルタによる演算結果を並列配列から直列配列に変換する並列／直列変換器を含み、
前記マッピング行列の各列は、前記フーリエ変換器からの出力信号の周波数成分に対応し、
前記マッピング行列の各行は、前記逆フーリエ変換器への入力周波数成分に対応し、
前記マッピング器は、前記逆フーリエ変換器の両端の周波数成分をヌルスペクトラムにし、前記フーリエ変換器から受ける離散スペクトラムの順序を維持し、更に、前記離散スペクトラムの周波数成分ができる限り連続するように前記離散スペクトラムをマッピングする、請求項３に記載の送信機。
【請求項５】
空いている通信帯域を用いてデータを送受信する通信システムであって、
前記データの通信に用いられていない通信帯域である複数の空き通信帯域に含まれるＪ（Ｊは２以上の整数）個の空き通信帯域に送信データを周波数変調した送信スペクトラムを分割するとともに、前記Ｊ個の空き通信帯域に分割されたＪ個の分割送信スペクトラムに対して畳み込み演算を行うことにより帯域制限処理を行い、前記帯域制限処理が行われたＪ個の分割送信スペクトラムを送信する送信機と、
前記送信機から送信されたＪ個の分割送信スペクトラムを受信し、その受信したＪ個の分割送信スペクトラムを周波数軸で等化して受信信号を得る受信機とを備え、
前記送信機は、前記送信スペクトラムの離散的な複数の周波数成分の順序を維持し、かつ、前記複数の周波数成分ができる限り連続するように前記送信スペクトラムを前記複数の空き通信帯域に含まれる空き通信帯域に分割することにより前記送信スペクトラムを前記Ｊ個の空き通信帯域に分割する、通信システム。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
この発明は、送信機およびそれを備えた通信システムに関し、特に、空いている通信帯域に送信スペクトラムを分割して送信する送信機およびそれを備えた通信システムに関するものである。
【背景技術】
【０００２】
ユビキタスネットワークの実現に向けた通信システムの発達に伴い、無線ＬＡＮ（Ｌｏｃａｌ　Ａｒｅａ　Ｎｅｔｗｏｒｋ）およびＲＦ－ＩＤ（Ｒａｄｉｏ　Ｆｒｅｑｕｅｎｃｙ　Ｉｄｅｎｔｉｆｉｃａｔｉｏｎ）をはじめとする屋内または近距離のパーソナル無線システムの普及および開発が進んでおり、今後、更に、電波需要の増加が見込まれる。
【０００３】
しかし、周波数資源は、限られており、移動通信や上述の無線システムに適した６ＧＨｚ以下の帯域では電波が切迫しているため、新たな周波数帯の割り当ては難しい状況にあ

る。
【０００４】
一方、上記のような自営の屋内または近距離の無線システムは、免許が不要であることが望ましく、通常、２，４ＧＨｚ等のＩＳＭ（Ｉｎｄｕｓｔｒｙ－Ｓｃｉｅｎｃｅ－Ｍｅｄｉｃａｌ）帯で運用されている。このため、今後の電波利用の増加に伴い、無線チャネル不足による伝送遅延の増加や伝送速度の低下、干渉による伝送エラーの増加が懸念される。
【０００５】
ＩＳＭ帯は、各種の無線システムによって共用されており、各種の無線システムは、キャリアセンスによって任意の周波数および帯域幅の無線チャネルの空きを確認し、その無線資源（周波数およびタイムスロット）を確保して使用している。このため、断片化した空き無線資源、即ち、スペクトラムの「隙間」が多数無駄に残留することになる。
【０００６】
この問題に対し、断片化した空きスペクトラムを集積し、一つの無線チャネルとして用いるダイナミックスペクトラムアクセス（ＤＳＡ：Ｄｙｎａｍｉｃ　Ｓｐｅｃｔｒｕｍ　Ａｃｃｅｓｓ）システムのコンセプトおよび制御チャネル構成が提案されている（非特許文献１，２）。
【０００７】
伝送スペクトラムを複数の帯域に分割して不連続化して伝送する方式としては、ＯＦＤＭ（Ｏｒｔｈｏｇｏｎａｌ　Ｆｒｅｑｕｅｎｃｙ　Ｄｉｖｉｓｉｏｎ　Ｍｕｌｔｉｐｌｅｘｉｎｇ）伝送のサブキャリアを選択的に用いるＯＦＤＭＡ（Ｏｒｔｈｏｇｏｎａｌ　Ｆｒｅｑｕｅｎｃｙ　Ｄｉｖｉｓｉｏｎ　Ｍｕｌｔｉｐｌｅｘｉｎｇ　Ａｃｃｅｓｓ）の周波数スケジューリング（非特許文献３）や、シングルキャリア変調を高速フーリエ変換（ＦＦＴ：Ｆａｓｔ　Ｆｏｕｒｉｅｒ　Ｔｒａｎｓｆｏｒｍ）し、ＯＦＤＭのサブキャリアに相当する離散スペクトラムを周波数軸上でマッピングし、逆高速フーリエ変換（ＩＦＦＴ：Ｉｎｖｅｒｓｅ　Ｆａｓｔ　Ｆｏｕｒｉｅｒ　Ｔｒａｎｓｆｏｒｍ）した後に送信するシングルキャリア伝送による方法（非特許文献４）が提案されている。
【０００８】
これらの方式のいずれも、ＦＦＴブロックの先頭にＣＰ（Ｃｙｃｌｉｃ　Ｐｒｅｆｉｘ）を付加して伝送するものである。
【０００９】
また、ＩＳＭ帯等においては、隣接チャネル間で非同期の他システムが一般に運用されており、隣接チャネルへの電力漏洩は、直接的に与干渉になる。そして、自システムの受信では、ｓｉｎｃ関数の整合フィルタで受信するのと等価であり、隣接チャネルの他システムからの被干渉も生じる。
【００１０】
この問題に対し、サブキャリアをウエーブレット変換やフィルタで帯域制限し、隣接チャネルへの電力漏洩を低減する方式が提案されている（非特許文献５）。
【先行技術文献】
【非特許文献】
【００１１】
【非特許文献１】太郎丸真，矢野一人，塚本悟司，上羽正純，“ＩＳＭバンドにおける高効率周波数共用に向けたダイナミックスペクトラムアクセスシステムのコンセプト提案，”信学技報，ＳＲ２００８－０７，Ｍａｒｃｈ　２００９．
【非特許文献２】矢野一人，鄭吉秀，鈴木康夫，塚本悟司，太郎丸真，上羽正純，“ＩＳＭバンドにおける高効率周波数共用に向けたダイナミックスペクトラムアクセスシステムの物理チャネル構成に関する検討，”信学技報，ＳＲ２００８－０８，Ｍａｒｃｈ　２００９．
【非特許文献３】福井範行，久保博嗣，“Ｅｖｏｌｖｅｄ　ＵＴＲＡ周波数スケジューリングとＣＱＩ送信法，”２００８　信学ソ大，ＢＳ－４－８，ｐｐ．Ｓ－４５－４６，Ｓ

ｅｐ．２００８．
【非特許文献４】眞嶋圭悟，三瓶政一，“ダイナミックスペクトラムアクセス制御を用いた広帯域シングルキャリア伝送方式に関する検討，”信学技報，ＲＣＳ２００６－２３３，Ｊａｎ．２００７．
【非特許文献５】大堀哲央，小野寺純一，五嶋研二，寺尾剛，須山聡，鈴木博，“ガウス形マルチキャリア送信機のＦＰＧＡ実装による実現性評価，” 信学技報，ＲＣＳ２００７－２２０，Ｍａｒｃｈ．２００８．
【非特許文献６】K. Takeba, H. Tomeda, and F. Adachi, ”Iterative overlap FDE for DS-CDMA without GI,” Proc. IEEE Vch. Technol. Conf. (VTC 2006 fall), Montreal, Sep. 2006.
【発明の概要】
【発明が解決しようとする課題】
【００１２】
しかし、非特許文献３，４に記載された方式では、隣接チャネルへの電力漏洩が高くなるという問題がある。
【００１３】
また、非特許文献５に記載された方式では、平均電力に対するピーク電力が高くなるとう問題がある。
【００１４】
そこで、この発明は、かかる問題を解決するためになされたものであり、その目的は、隣接チャネルへの電力漏洩を抑制し、かつ、平均電力に対するピーク電力を低減可能な送信機を提供することである。
【００１５】
また、この発明の別の目的は、隣接チャネルへの電力漏洩を抑制し、かつ、平均電力に対するピーク電力を低減可能な送信機を備えた通信システムを提供することである。
【課題を解決するための手段】
【００１６】
この発明によれば、送信機は、空いている通信帯域を用いてデータを送信する送信機であって、検出手段と、分割フィルタと、帯域制限フィルタと、送信手段とを備える。検出手段は、データの通信に用いられていない通信帯域である複数の空き通信帯域を検出する。分割フィルタは、送信データを周波数変調した送信スペクトラムを複数の空き通信帯域のうちのできる限り少ない個数の空き通信帯域からなるｊ（ｊは正の整数）個の空き通信帯域に分割する。帯域制限フィルタは、ｊ個の空き通信帯域に分割されたｊ個の分割送信スペクトラムに対して畳み込み演算を行うことにより帯域制限処理を行う。送信手段は、帯域制限処理が行われたｊ個の分割送信スペクトラムを送信する。
【００１７】
好ましくは、帯域制限フィルタは、ルートコサインロールオフフィルタからなる。
【００１８】
好ましくは、ｊ個の空き通信帯域は、複数の空き通信帯域から帯域幅が広い順に選択された空き通信帯域からなる。
【００１９】
好ましくは、分割フィルタは、送信スペクトラムの離散的な複数の周波数成分の順序を維持し、かつ、複数の周波数成分ができる限り連続するように送信スペクトラムを複数の空き通信帯域に含まれる空き通信帯域に分割することにより送信スペクトラムをｊ個の空き通信帯域に分割する。
【００２０】
好ましくは、分割フィルタは、直列／並列変換器と、フーリエ変換器と、マッピング器と、逆フーリエ変換器とを含む。直列／並列変換器は、送信スペクトラムを各々がＮ（Ｎは２以上の整数）個のシンボルからなる複数のブロックに分割し、複数のブロックを直列配列から並列配列に変換する。フーリエ変換器は、複数のブロックを高速フーリエ変換す

る。マッピング器は、フーリエ変換器の出力信号にＬＮ行×Ｎ列（Ｌは２以上の２のべき乗の整数）からなるマッピング行列を乗算する。逆フーリエ変換器は、マッピング器の出力信号を逆高速フーリエ変換する。帯域制限フィルタは、畳み込みフィルタと、並列／直列変換器を含む。畳み込みフィルタは、逆フーリエ変換器の出力信号を畳み込み演算して出力信号の帯域を制限する。並列／直列変換器は、畳み込みフィルタによる演算結果を並列配列から直列配列に変換する。そして、マッピング行列の各列は、フーリエ変換器からの出力信号の周波数成分に対応する。また、マッピング行列の各行は、逆フーリエ変換器への入力周波数成分に対応する。更に、マッピング器は、逆フーリエ変換器の両端の周波数成分をヌルスペクトラムにし、フーリエ変換器から受ける離散スペクトラムの順序を維持し、更に、離散スペクトラムの周波数成分ができる限り連続するように離散スペクトラムをマッピングする。

【００２１】

また、この発明によれば、通信システムは、空いている通信帯域を用いてデータを送受信する通信システムであって、送信機と受信機とを備える。送信機は、データの通信に用いられていない通信帯域である複数の空き通信帯域のうちのできる限り少ない個数の空き通信帯域からなるｊ（ｊは正の整数）個の空き通信帯域に送信データを周波数変調した送信スペクトラムを分割するとともに、ｊ個の空き通信帯域に分割されたｊ個の分割送信スペクトラムに対して畳み込み演算を行うことにより帯域制限処理を行い、帯域制限処理が行われたｊ個の分割送信スペクトラムを送信する。受信機は、送信機から送信されたｊ個の分割送信スペクトラムを受信し、その受信したｊ個の分割送信スペクトラムを周波数軸で等化して受信信号を得る。

【発明の効果】

【００２２】

この発明においては、無線通信空間における複数の空き通信帯域のうち、できる限り少ない個数からなるｊ個の空き通信帯域に送信スペクトラムを分割し、かつ、その分割したｊ個の分割送信スペクトラムの各々に対して畳み込み演算を施して帯域制限を加える。そして、帯域制限されたｊ個の分割送信スペクトラムが送信される。

【００２３】

その結果、送信スペクトラムをｊ個の空き通信帯域に分割することにより、つまり、送信スペクトラムの分割数をできる限り少なくすることにより、各分割された分割送信スペクトラムは、一種のパーシャルレスポンス信号になり、平均電力に対するピーク電力は、送信スペクトラムの分割数の減少に伴って低くなる。また、ｊ個の分割送信スペクトラムの各々に対して畳み込み演算を施して帯域を制限することにより、各分割送信スペクトラムのサイドローブが低くなる。

【００２４】

従って、この発明によれば、隣接チャネルへの電力漏洩を抑制でき、かつ、平均電力に対するピーク電力を低減できる。

【図面の簡単な説明】

【００２５】

【図１】この発明の実施の形態による通信システムの概略図である。

【図２】図１に示す送信機の構成を示す概略図である。

【図３】図１に示す受信機の構成を示す概略図である。

【図４】運用周波数帯の概念図である。

【図５】図２に示す送信機１の直列／並列変換器およびフーリエ変換器における動作を説明するための概念図である。

【図６】マッピングおよび畳み込みの概念図である。

【図７】図２に示す逆フーリエ変換器、畳み込みフィルタおよび並列／直列変換器における動作を説明するための概念図である。

【図８】オーバーラップＦＤＥの概念図である。

【図９】図１に示す送信機の概念図である。

【図１０】送信信号の概念図である。
【図１１】図１に示す受信機の概念図である。
【図１２】整合フィルタの出力信号の概念図である。
【発明を実施するための形態】
【００２６】
本発明の実施の形態について図面を参照しながら詳細に説明する。なお、図中同一または相当部分には同一符号を付してその説明は繰返さない。
【００２７】
図１は、この発明の実施の形態による通信システムの概略図である。図１を参照して、この発明の実施の形態による通信システム１０は、送信機１と、受信機２とを備える。送信機１および受信機２は、無線通信空間に配置される。なお、図１においては、図示されていないが、各種の無線システムによって無線通信を行なう他の通信装置が存在している。
【００２８】
送信機１は、後述する方法によって、他の通信装置がデータの送信に用いていない無線通信空間における空き通信帯域に送信データを分割して受信機２へ送信する。
【００２９】
受信機２は、送信機１から送信データを受信し、その受信した送信データを後述する方法によって処理する。
【００３０】
図２は、図１に示す送信機１の構成を示す概略図である。図２を参照して、送信機１は、変調器１１と、直列／並列変換器１２と、フーリエ変換器１３と、マッピング器１４と、検出手段１５と、逆フーリエ変換器１６と、畳み込みフィルタ１７と、並列／直列変換器１８と、送信手段１９と、アンテナ２０とを含む。
【００３１】
変調器１１は、デジタル信号からなる送信データを受け、その受けた送信データを所定の方式に従って周波数変調する。そして、変調器１１は、その周波数変調した送信スペクトラムを直列／並列変換器１２へ出力する。
【００３２】
直列／並列変換器１２は、変調器１１から送信スペクトラムを受け、その受けた送信スペクトラムをＮ（Ｎは２以上の整数）個のシンボル毎にブロック化してＭ（奇数からなる整数）個のブロックを生成し、その生成したＭ個のブロックを直列配列から並列配列に変換し、並列配列からなるＭ個のブロックをフーリエ変換器１３へ出力する。
【００３３】
フーリエ変換器１３は、並列配列されたＭ個のブロックを直列／並列変換器１２から受け、その受けたＭ個のブロックの各々に含まれるＮ個のシンボルを高速フーリエ変換する処理をＭ個のブロックに対して並列に行なう。そして、フーリエ変換器１３は、Ｍ個のブロックに対する高速フーリエ変換処理の結果である信号Ｄをマッピング器１４へ出力する。この信号Ｄは、Ｍ個の分割送信スペクトラムブロックからなり、Ｍ個の分割送信スペクトラムブロックの各々は、Ｎ個の周波数成分からなる。
【００３４】
マッピング器１４は、フーリエ変換器１３からＭ個の分割送信スペクトラムブロックを受け、無線通信空間における複数の空き通信帯域を検出手段１５から受ける。そして、マッピング器１４は、複数の空き通信帯域に基づいて、Ｍ個の分割送信スペクトラムブロックの各々に含まれるＮ個の周波数成分を複数の空き通信帯域のうちのできる限り少ない個数からなる空き通信帯域に分割するためのマッピング行列＜Ｐ＞を生成する。
【００３５】
なお、この明細書においては、表記＜Ａ＞は、行列Ａを表すものとする。
【００３６】
マッピング器１４は、マッピング行列＜Ｐ＞を生成すると、その生成したマッピング行

列＜Ｐ＞を用いてＭ個の分割送信スペクトラムブロックの各々に含まれるＮ個の周波数成分を複数の空き通信帯域のうちのできる限り少ない個数からなる空き通信帯域に分割する。そして、マッピング器１４は、その分割結果である信号Ｓを逆フーリエ変換器１６へ出力する。この信号Ｓは、Ｍ個のマッピングブロックからなり、Ｍ個のマッピングブロックの各々は、ＬＮ（Ｌは２以上の２のべき乗からなる整数）個の周波数成分からなる。

【００３７】

検出手段１５は、常時、または所定の時間間隔により定期的に、アンテナ２０を介してキャリアセンスし、無線通信空間における複数の空き通信帯域を検出する。そして、検出手段１５は、その検出した複数の空き通信帯域をマッピング器１４へ出力する。

【００３８】

逆フーリエ変換器１６は、マッピング器１４から信号Ｓを受け、その受けた信号Ｓを構成するＭ個のマッピングブロックの各々に含まれるＬＮ個の周波数成分を逆高速フーリエ変換して時間軸データに変換し、その変換結果である信号ｓを畳み込みフィルタ１７へ出力する。

【００３９】

畳み込みフィルタ１７は、逆フーリエ変換器１６から受けた信号ｓに対して後述する方法によって畳み込み演算を行ない、その演算結果を並列／直列変換器１８へ出力する。

【００４０】

並列／直列変換器１８は、畳み込みフィルタ１７から受けた演算結果を並列配列から直列配列に変換し、直列配列からなるベースバンド信号を送信手段１９へ出力する。

【００４１】

送信手段１９は、並列／直列変換器１８から受けたベースバンド信号をデジタル信号からアナログ信号に変換し、アナログ信号からなるベースバンド信号を所定の周波数帯に周波数変換し、アンテナ２０を介して受信機２へ送信する。

【００４２】

図３は、図１に示す受信機２の構成を示す概略図である。図３を参照して、受信機２は、アンテナ２１と、ＡＤ変換器２２と、直列／並列変換器２３と、畳み込みフィルタ２４と、フーリエ変換器２５と、検出手段２６と、デマッピング器２７と、逆フーリエ変換器２８と、シンボル判定器２９とを含む。

【００４３】

アンテナ２１は、送信機１からベースバンド信号を受け、その受けたベースバンド信号をＡＤ変換器２２へ出力する。

【００４４】

ＡＤ変換器２２は、アンテナ２１からベースバンド信号を受け、その受けたベースバンド信号をアナログ信号からデジタル信号に変換し、その変換したデジタル信号からなるベースバンド信号を直列／並列変換器２３へ出力する。

【００４５】

直列／並列変換器２３は、ＡＤ変換器２２から受けたベースバンド信号を直列配列からＬＮ個の並列配列に変換し、その変換したＬＮ個の並列配列からなるベースバンド信号を畳み込みフィルタ２４へ出力する。

【００４６】

畳み込みフィルタ２４は、直列／並列変換器２３から受けたＬＮ個の並列配列からなるベースバンド信号に対して畳み込み演算を行ない、その演算結果をフーリエ変換器２５へ出力する。

【００４７】

フーリエ変換器２５は、畳み込みフィルタ２４による演算結果に対して高速フーリエ変換を行ない、周波数成分からなるベースバンド信号をデマッピング器２７へ出力する。

【００４８】

検出手段２６は、常時、アンテナ２１を介してキャリアセンスし、無線通信空間における複数の空き通信帯域を検出する。そして、検出手段２６は、その検出した複数の空き通

信帯域をデマッピング器２７へ出力する。

【００４９】

デマッピング器２７は、検出手段２６から受けた複数の空き通信帯域に基づいてマッピング器１４と同じ方法によってマッピング行列＜Ｐ＞を生成し、その生成したマッピング行列＜Ｐ＞の転置行列であるデマッピング行列＜Ｐ＞^{T}を演算する。そして、デマッピング器２７は、フーリエ変換器２５から受けたベースバンド信号に対して、後述する方法によって周波数選択性伝搬路に対する等化を周波数軸で行なうとともに、その等化後の信号にデマッピング行列＜Ｐ＞^{T}を乗算してＬＮ個の周波数成分からなる信号をＮ個の周波数成分からなる信号に変換する。その後、デマッピング器２７は、Ｌ個の周波数成分からなる信号を逆フーリエ変換器２７へ出力する。

【００５０】

逆フーリエ変換器２８は、デマッピング器２７から受けた信号に対して逆高速フーリエ変換を行ない、その変換後の信号をシンボル判定器２９へ出力する。

【００５１】

シンボル判定器２９は、逆フーリエ変換器２８からの信号を判定して受信データを取得する。

【００５２】

図４は、運用周波数帯の概念図である。図４を参照して、運用周波数帯は、２．４ＧＨｚ帯等の周波数帯からなる。そして、運用周波数帯に含まれる通信帯域Ｂ１～Ｂ４は、それぞれ、異なる無線システムによって使用されており、通信帯域Ｂ１～Ｂ４の隙間には、空き通信帯域ＥＢ１～ＥＢ５が存在する。

【００５３】

送信データの帯域幅をWとすると、空き通信帯域ＥＢ１～ＥＢ５は、それぞれ、帯域幅Wよりも狭い帯域幅Ｗ１～Ｗ５を有する。従って、空き通信帯域ＥＢ１～ＥＢ５のうちの１つの空き通信帯域（空き通信帯域ＥＢ１～ＥＢ５のいずれか）を用いて帯域幅Wの送信データを送信できない。

【００５４】

しかし、空き通信帯域ＥＢ１～ＥＢ５の帯域幅Ｗ１～Ｗ５の合計は、帯域幅Wよりも大きい。従って、空き通信帯域ＥＢ１～ＥＢ５の帯域幅Ｗ１～Ｗ５のうち、帯域幅の合計が帯域幅W以上になる空き通信帯域（空き通信帯域ＥＢ１～ＥＢ５の少なくとも２個以上の空き通信帯域）を用いれば、帯域幅Wの送信データを送信できる。

【００５５】

そこで、この発明の実施の形態においては、送信機１は、空き通信帯域ＥＢ１～ＥＢ５から選択したできる限り少ない個数からなる空き通信帯域に送信データを分割して受信機２へ送信する。

【００５６】

以下、Ｎ＝８、Ｌ＝２、Ｊ＝４の場合について、送信機１における詳細な動作について説明する。なお、Ｊは、空き通信帯域ＥＢ１～ＥＢ５のうち、送信データの分割に用いられる空き通信帯域の個数を表し、２以上の整数からなる。

【００５７】

図５は、図２に示す送信機１の直列／並列変換器１２およびフーリエ変換器１３における動作を説明するための概念図である。

【００５８】

図５を参照して、直列／並列変換器１２は、送信データに応じてＢＰＳＫ，ＱＰＳＫまたはＱＡＭ等により変調されたシンボル単位の複素ベースバンド信号ＤＡ（図５の（ａ）参照）を変調器１１から受け、同ＤＡをＮシンボル毎のＭ個のブロックＢＬＫ＿１～ＢＬＫ＿Ｍに分割する（図５の（ｂ）参照）。

【００５９】

そして、直列／並列変換器１２は、Ｍ個のブロックＢＬＫ＿１～ＢＬＫ＿Ｍを直列配列から並列配列に変換し、並列配列からなるＭ個のブロックＢＬＫ＿１～ＢＬＫ＿Ｍ（図５

の（ｃ）参照）をフーリエ変換器１３へ出力する。

【００６０】

フーリエ変換器１３は、並列配列からなるＭ個のブロックＢＬＫ＿１～ＢＬＫ＿Ｍに対する高速フーリエ変換を並列で行ない、並列配列からなるＭ個のブロックＢＬＫ＿１＿ｆ～ＢＬＫ＿Ｍ＿ｆ（各ブロックＢＬＫ＿１＿ｆ～ＢＬＫ＿Ｍ＿ｆはＮ個の周波数成分からなる。図５の（ｄ）参照）をマッピング器１４へ出力する。

【００６１】

図６は、マッピングおよび畳み込みの概念図である。また、図７は、図２に示す逆フーリエ変換器１６、畳み込みフィルタ１７および並列／直列変換器１８における動作を説明するための概念図である。

【００６２】

図６を参照して、マッピング器１４は、マッピング行列＜Ｐ＞を用いて各ブロックＢＬＫ＿１＿ｆ～ＢＬＫ＿Ｍ＿ｆのＮ個の周波数成分ＦＳＳを周波数成分ＦＳＳＭにマッピングする。

【００６３】

Ｎ（＝８）個の周波数成分ＦＳＳをＬＮ（＝１６）個の周波数成分ＦＳＳＭにマッピングする場合、（ＬＮ）！／｛（Ｌ－１）Ｎ｝！通りのマッピングが存在する。そこで、この発明の実施の形態においては、次の制限を設ける。

【００６４】

（ａ）逆フーリエ変換器１６の両端の周波数インデックスをヌルスペクトラムにする。

【００６５】

（ｂ）離散スペクトラムの順序を入れ替えない。

【００６６】

（ｃ）離散スペクトラムはインデックスができる限り連続するようにマッピングし、分割数は、Ｊ（Ｊは２以上の整数）個以下とする。

【００６７】

上記の制限（ａ）は、Ｎ＝８およびＬＮ＝１６である場合、インデックスＩＤＸ１およびインデックスＩＤＸ１６には、スペクトラムをマッピングしないことを意味する。

【００６８】

また、上記の制限（ｂ）は、周波数成分ＦＳＳを構成するＮ個の周波数成分の順序を維持したままマッピングすることを意味する。

【００６９】

更に、上記の制限（ｃ）は、複数の空き通信帯域から帯域幅の広い順にできる限り少ない個数の空き通信帯域を選択し、その選択した空き通信帯域に離散スペクトラム（周波数成分ＦＳＳ）を分割することを意味する。

【００７０】

上記の制限（ａ）～（ｃ）を適用した結果、４個の周波数成分ＦＳＳ１は、インデックスＩＤＸ２～ＩＤＸ５からなる４個の周波数成分ＦＳＳＭ１へマッピングされ、１個の周波数成分ＦＳＳ２は、インデックスＩＤＸ７からなる１個の周波数成分ＦＳＳＭ２へマッピングされ、１個の周波数成分ＦＳＳ３は、インデックスＩＤＸ１０からなる１個の周波数成分ＦＳＳＭ３へマッピングされ、２個の周波数成分ＦＳＳ４は、インデックスＩＤＸ１３，ＩＤＸ１４からなる２個の周波数成分ＦＳＳＭ４へマッピングされる。この場合、空き通信帯域の個数Ｊは、４個である。

【００７１】

周波数成分ＦＳＳ１～ＦＳＳ４をそれぞれ周波数成分ＦＳＳＭ１～ＦＳＳＭ４へマッピングするためのマッピング行列＜Ｐ＞は、次式によって表わされる。

【００７２】

【数１】

$$P=\begin{pmatrix}0&0&0&0&0&0&0&0\\1&0&0&0&0&0&0&0\\0&1&0&0&0&0&0&0\\0&0&1&0&0&0&0&0\\0&0&0&1&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&1&0&0&0\\0&0&0&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&1&0&0\\0&0&0&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&0&1&0\\0&0&0&0&0&0&0&1\\0&0&0&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&0&0&0\end{pmatrix}\quad\cdots(1)$$

【００７３】

マッピング行列＜Ｐ＞は、分割されたＪ（＝４）個のサブスペクトラム（周波数成分ＦＳＳＭ１～ＦＳＳＭ４）に対応する単位行列を配したＬＮ行Ｎ列のサイズを有する。そして、マッピング行列＜Ｐ＞の各列は、Ｎポイントのフーリエ変換器１３の出力の周波数インデックスに対応し、各行は、ＬＮポイントの逆フーリエ変換器１６の入力の周波数インデックスに対応する。また、各列は、１つの要素のみが“１”であり、その他が“０”である互いに異なる単位ベクトルからなる。更に、零ベクトルの行は、ヌルスペクトラムのインデックスに対応し、第１行および第ＬＮ行は、上記の制限（ａ）によって零ベクトルである。

【００７４】

マッピング器１４は、検出手段１５から受けた複数の空き通信帯域および上記の制限（ａ）～（ｃ）に基づいて、式（１）に示すマッピング行列＜Ｐ＞を生成し、その生成したマッピング行列＜Ｐ＞をフーリエ変換器１３から受けた各ブロックＢＬＫ＿ｍ＿ｆ（ｍは１≦ｍ≦Ｍを満たす整数）の周波数成分ＦＳＳに乗算することにより、周波数成分ＦＳＳ１～ＦＳＳ４を周波数成分ＦＳＳＭ１～ＦＳＳＭ４へマッピングする。

【００７５】

即ち、マッピング器１４は、送信スペクトラムの離散的な複数の周波数成分の順序を維持し、かつ、複数の周波数成分ができる限り連続するように送信スペクトラムを複数の空き通信帯域に含まれる空き通信帯域に分割することにより送信スペクトラムを４個の空き通信帯域に分割する。この場合、４個の空き通信帯域は、複数の空き通信帯域から帯域幅が広い順に選択された空き通信帯域からなる。

【００７６】

この分割によって、各分割された分割送信スペクトラムは、一種のパーシャルレスポンス信号になり、平均電力に対するピーク電力は、送信スペクトラムの分割数の減少に伴って低くなる。

【００７７】

図７を参照して、マッピング器１４によってマッピングされたブロックＢＬＫＭ＿ｍは

、ＬＮ行１列の行列からなる（図７の（ａ）参照）。

【００７８】

そして、逆フーリエ変換器１６は、ブロックＢＬＫＭ＿ｍの各々のＬＮ個の周波数成分を逆フーリエ変換し、ブロックＢＬＫＭ＿ｍを生成する。

【００７９】

そして、畳み込みフィルタ１７は、ルートコサインロールオフフィルタからなり、ブロックＢＬＫＭ＿ｍの各成分に対して畳み込み演算を行う。この畳み込み演算は、図６に示すように、周波数成分ＦＳＳＭ１～ＦＳＳＭ４からなる４個のサブスペクトラムにおいて隣接するサブスペクトラム間で電力が漏洩しないように４個のサブスペクトラムに対して帯域制限を施すものである。この帯域制限によって、分割された各サブスペクトラムのサイドローブが低下する。

【００８０】

並列／直列変換器１８は、畳み込み演算が施されたブロックＢＬＫＭ＿ｍを畳み込みフィルタ１７から受け、その受けたブロックＢＬＫＭ＿ｍを並列配列からＤＡ変換に適した直列データに変換する。

【００８１】

より具体的には、並列／直列変換器１８は、ブロックＢＬＫＭ＿ｍの各々の要素を並列配列からＤＡ変換に適した直列データに変換し、その変換したブロックＢＬＫＭ＿ｍ（図７の（ｂ）参照）からなるベースバンド出力信号を生成する。

【００８２】

ベースバンド出力信号をｙ（ｔ）とし、上述した畳み込みフィルタ１７の出力の第ｍ番目のＦＦＴブロック（フーリエ変換器１３に入力されるブロック）に対応する第ｋ（ｋは－ＬＮ／２～（ＬＮ／２）－１を満たす整数）サンプル値を$y_{m,k}$とすると、次の式（２）～（５）が得られる。

【００８３】

【数２】

$$y_{m,k} = y\left((mN + \frac{k}{L})Ts\right) = \sum_{m'=-\frac{M'-1}{2}}^{\frac{M'-1}{2}} h_{k-m'LN} s_{m+m',k} \quad \cdots (2)$$

【００８４】

【数３】

$$s_{m,k} = \sum_{k'=-\frac{LN}{2}}^{\frac{LN}{2}-1} S_{m,k'} e^{j2\pi kk'/(LN)} \quad \cdots (3)$$

【００８５】

【数４】

$$\left.\begin{aligned} S_m &= (S_{m,-\frac{LN}{2}} S_{m,-\frac{LN}{2}+1} \cdots S_{m,\frac{LN}{2}-1})^T = PD_m \\ D_m &= (D_{m,-\frac{N}{2}} D_{m,-\frac{N}{2}+1} \cdots D_{m,\frac{N}{2}-1})^T \end{aligned}\right\} \quad \cdots (4)$$

【００８６】

【数５】

$$D_{m,n} = \sum_{n'=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{mN+n'} e^{-j2\pi mn'/N} \quad \cdots (5)$$

【００８７】

ここで、$h_k = h(kTs/L)$，$h(t)$は、畳み込みフィルタ１７（＝帯域制限フィルタ）のインパルス応答であり、Ｔｓは、シンボル周期である。また、$s_{m,k}$は、第ｍ番目のＦＦＴブロック（フーリエ変換器１３に入力されるブロック）に対する第ｋ番目の逆フーリエ変換器１６の出力である。更に、$S_{m,k'}$は、第ｋ’番目の逆フーリエ変換器１７の周波数インデックスである。更に、$D_{m,n}$は、第ｍ番目のＦＦＴブロック（フーリエ変換器１３に入力されるブロック）に対する第ｎ周波数インデックスのフーリエ変換器１３の出力である。Ｍ’は、畳み込みフィルタ１７のインパルス応答h_kの長さに応じたブロック数であり、同インパルス応答長は、ＮＭ’Ｔｓに等しい。

【００８８】

以下、この発明の実施の形態では、Ｍ’を３以上の奇数とする。畳み込みフィルタ１７は、演算の対象となる第ｍブロックに対し、該ブロックと前後（Ｍ’－１）／２個のブロックの計Ｍ’個のブロック分の逆フーリエ変換器１６の出力データを格納するバッファメモリを有し、そのＭ’個のブロック分のデータに対し、式（２）の演算を施す。

【００８９】

具体的には、Ｍ’＝３～５に選ぶ。なお、Ｍ’は、偶数であってもよく、この場合、同バッファメモリおよび演算は、第ｍブロックと前（Ｍ’／２）－１個のブロックと、後Ｍ’／２個のブロックとの計Ｍ’個のブロック、あるいは、該ブロックと、前Ｍ’／２個のブロックと、後（Ｍ’／２）－１個のブロックとの計Ｍ’個のブロックに対して行なえばよい。

【００９０】

従って、フーリエ変換器１３は、ｉ（ｉは正の整数）番目の送信シンボルの変調複素振幅であるd_iを変調器１１から受け、その受けた変調複素振幅d_iを式（５）に代入して$D_{m,n}$を演算し、その演算した$D_{m,n}$をマッピング器１４へ出力する。

【００９１】

マッピング器１４は、検出手段１５から受けた複数の空き通信帯域および制限（ａ）～（ｃ）に基づいて式（１）に示すマッピング行列＜Ｐ＞を生成し、その生成したマッピング行列＜Ｐ＞と、フーリエ変換器１３から受けた$D_{m,n}$とを式（４）に代入してS_mを演算し、その演算したS_mを逆フーリエ変換器１６へ出力する。

【００９２】

逆フーリエ変換器１６は、マッピング器１４から受けたS_mを式（３）に代入して$s_{m,k}$を演算し、その演算した$s_{m,k}$を畳み込みフィルタ１７へ出力する。畳み込みフィルタ１７は、逆フーリエ変換器１７から受けた$s_{m,k}$を式（２）に代入して畳み込み演算を行い、$y_{m,k}$を並列／直列変換器１８へ出力する。並列／直列変換器１８は、y_m

, k を並列配列から直列配列に変換してベースバンド出力信号ｙ（ｔ）を送信手段１９へ出力する。

【００９３】

そして、送信手段１９は、ベースバンド出力信号ｙ（ｔ）をデジタル信号からアナログ信号に変換し、アナログ信号からなるベースバンド出力信号ｙ（ｔ）をアンテナ２０を介して受信機２へ送信する。

【００９４】

なお、上記においては、Ｎ＝８、Ｌ＝２、Ｊ＝４の場合、マッピング行列＜Ｐ＞は、式（１）からなると説明したが、マッピング行列＜Ｐ＞は、一般的には、次式からなる。

【００９５】

【数６】

$$P=\begin{pmatrix} & O_{M_0'N} & \\ I_{M_1} & O_{M_1N-M_1} & \\ & O_{M_1'N} & \\ O_{M_2M_1} & I_{M_2} & O_{M_2\sum_{j'=3}^{J}M_{j'}} \\ & O_{M_2'N} & \\ & \vdots & \\ O_{M_j\sum_{j'=1}^{j-1}M_{j'}} & I_{M_j} & O_{M_2\sum_{j'=j+1}^{J}M_{j'}} \\ & O_{M_j'N} & \\ & \vdots & \\ & O_{M_J\sum_{j'=1}^{J-1}M_{j'}} & I_{M_J} \\ & O_{M_J'N} & \end{pmatrix} \quad \cdots (6)$$

【００９６】

式（６）において、Ｏ Ｍ , Ｎ は、Ｍ行Ｎ列の零行列であり、Ｉ Ｍ は、Ｍ次の単位行列である。また、Ｍ ｊ は、第ｊ番目（ｊ＝１，２，・・・，Ｊ）のサブスペクトラムの帯域幅に比例する周波数インデックスであり、Ｍ ０ ’は、１番目のサブスペクトラムの下側のヌル周波数インデックス数であり、Ｍ Ｊ ’は、ｊ番目のサブスペクトラムの上側のヌル周波数インデックス数であり、Ｍ ｊ ’は、第ｊ番目と第ｊ＋１番目（ただし、１≦ｊ≦Ｊ－１）とのサブスペクトラムの間のヌル周波数インデックス数である。そして、Ｍ ０ ’およびＭ ｊ ’は、次式を満たす。

【００９７】

【数７】

$$\sum_{j=1}^{J}M_j=N, \qquad M_0'+\sum_{j=1}^{J}(M_j+M_j')=LN \quad \cdots (7)$$

【００９８】

次に、受信機２における動作について説明する。まず、受信機２における動作を概念的に説明する。受信機２においては、ＡＤ変換器２２は、アンテナ２１から受けたベースバンド信号をアナログ信号からデジタル信号に変換し、デジタル信号からなるベースバンド信号（図７の（ｃ）参照）を直列／並列変換器２３へ出力する。

【００９９】
直列／並列変換器２３は、ベースバンド信号を構成するM個のブロックＢＬＫM_１～ＢＬＫM_Mを直列配列から並列配列に変換し、並列配列からなるブロックＢＬＫM_１～ＢＬＫM_M（図７の（ｂ）参照）を畳み込みフィルタ２４へ出力する。
【０１００】
畳み込みフィルタ２４は、直列／並列変換器２３からブロックＢＬＫM_１～ＢＬＫM_Mを受け、１ブロックの出力に付き、Ｍ’個のブロック分の入力データに対し、式（９）の畳み込み演算を施す。
【０１０１】
フーリエ変換器２５は、畳み込み演算が施されたブロックＢＬＫM_１～ＢＬＫM_Mの各々のＬＮ個の周波数成分を高速フーリエ変換し、ブロックＢＬＫM_１＿ｆ～ＢＬＫM_M＿ｆ（図７の（ａ）参照）をデマッピング器２７へ出力する。
【０１０２】
デマッピング器２７は、デマッピング行列＜Ｐ＞^{T}を用いてブロックＢＬＫM_１＿ｆ～ＢＬＫM_M＿ｆの各々に対して、後述する方法によって、等化を周波数軸で行なうとともに、その等化後のブロックＢＬＫM_１＿ｆ～ＢＬＫM_M＿ｆにデマッピング行列＜Ｐ＞^{T}を乗算してＬＮ個の周波数成分からなるブロックＢＬＫM_１＿ｆ～ＢＬＫM_M＿ｆをＮ個の周波数成分からなるブロックＢＬＫ_１＿ｆ～ＢＬＫ_M＿ｆ（図５の（ｄ）参照）に変換する。
【０１０３】
逆フーリエ変換器２８は、デマッピング器２７から受けたブロックＢＬＫ_１＿ｆ～ＢＬＫ_M＿ｆの各々のＮ個の周波数成分を逆高速フーリエ変換し、その変換後のブロックＢＬＫ_１～ＢＬＫ_M（図５の（ｃ）参照）をシンボル判定器２９へ出力する。
【０１０４】
これによって、シンボル判定器２９は、送信機１においてブロック化されたブロックＢＬＫ_１～ＢＬＫ_Mを受ける。従って、シンボル判定器２９は、ブロックＢＬＫ_１～ＢＬＫ_Mの各々の成分を判定することによって受信データを得る。
【０１０５】
受信機２によって受信された受信信号の複素ベースバンド信号をｒ（ｔ）とし、同信号の第ｍブロックの第ｋ番目のサンプル値を$r_{m,k}$とすると、サンプル値$r_{m,k}$は、次式によって表わされる。
【０１０６】
【数８】

$$r_{m,k} = r\left((mN + \frac{k}{L})Ts\right) \quad \cdots (8)$$

【０１０７】
そして、次の式（９）～（１２）が得られる。
【０１０８】
【数９】

$$q_{m,k} = \sum_{m'=-\frac{M'-1}{2}}^{\frac{M'-1}{2}} h_{m'LN-k} r_{m+m',k} \quad \cdots (9)$$

【０１０９】

【数１０】

$$Q_{m,k'} = \sum_{k=-\frac{LN}{2}}^{\frac{LN}{2}-1} q_{m,k'} e^{-j2\pi kk'/(LN)} \quad \cdots (10)$$

【０１１０】

【数１１】

$$z_{m,n} = \sum_{n'=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} Z_{m,n'} e^{j2\pi mn'/N} \quad \cdots (11)$$

【０１１１】

【数１２】

$$\left.\begin{aligned} &(Z_{m,-\frac{N}{2}} \quad Z_{m,-\frac{N}{2}+1} \quad \cdots \quad Z_{m,\frac{N}{2}-1})^T \\ &= Z_m = WP^T Q_m \\ &\text{ただし、} \\ &Q_m = (Q_{m,-\frac{LN}{2}} \quad Q_{m,-\frac{LN}{2}+1} \quad \cdots \quad Q_{m,\frac{LN}{2}-1})^T \\ &W = diag(w_1 \quad w_2 \quad \cdots \quad w_N) \end{aligned}\right\} \quad \cdots (12)$$

【０１１２】

なお、行列＜Ｗ＞は、周波数軸等化ウエイトであり、例えば、最小２乗誤差法（ＭＭＳＥ：Ｍｉｎｉｍｕｍ　Ｍｅａｎ　Ｓｑｕａｒｅ　Ｅｒｒｏｒ）の規範に基づいて決定される（非特許文献６）。

【０１１３】

受信機２において、直列／並列変換器２３は、$r_{m,k}$をＡＤ変換器２２から受け、その受けた$r_{m,k}$を直列配列から並列配列に変換して畳み込みフィルタ２４へ出力する。

【０１１４】

そして、畳み込みフィルタ２４は、直列／並列変換器２３から受けた$r_{m,k}$を式（９）に代入して畳み込み演算を行い、その畳み込み演算を行った$q_{m,k}$をフーリエ変換器２５へ出力する。

【０１１５】

なお、Ｍ’が奇数であるとき、各ブロックに対する出力は、式（９）のように該ブロックと前後（Ｍ’－１）／２個のブロックとの計Ｍ’個のブロック分の入力データから演算される。従って、畳み込みフィルタ２４は、畳み込みフィルタ１７と同様にＭ’個のブロック分の入力データを格納するバッファメモリを有する。Ｍ’は、偶数でもよく、この場合、同バッファメモリおよび演算は、第ｍブロックと、前（Ｍ’／２）－１個のブロックと、後Ｍ’／２個のブロックとの計Ｍ’個のブロック、あるいは、該ブロックと、前Ｍ’／２個のブロックと、後（Ｍ’／２）－１個のブロックとの計Ｍ’個のブロックに対して行なえばよい。

【０１１６】

フーリエ変換器２５は、畳み込みフィルタ２４から受けた$q_{m,k}$を式（１０）に代入して高速フーリエ変換し、その変換後の$Q_{m,k}$，をデマッピング器２７へ出力する。

【０１１７】

デマッピング器２７は、フーリエ変換器２５から受けた$Q_{m,k}$'を式（１２）に代入してZ_mを演算し、その演算したZ_mを逆フーリエ変換器２８へ出力する。

【０１１８】

逆フーリエ変換器２８は、デマッピング器２７から受けたZ_mを式（１１）に代入して$z_{m,n}$を演算し、その演算した$z_{m,n}$をシンボル判定器２９へ出力する。

【０１１９】

シンボル判定器２９は、逆フーリエ変換器２８から受けた$z_{m,n}$を判定して受信データを得る。

【０１２０】

デマッピング器２７が式（１２）を用いて行う等化は、オーバーラップＦＤＥ（Ｆｒｅｑｕｅｎｃｙ　Ｄｏｍａｉｎ　Ｅｑｕａｌｉｚｅｒ）と言われるものである。図８は、オーバーラップＦＤＥの概念図である。

【０１２１】

デマッピング器２７は、ブロックＢＬＫＭ＿１＿ｆ～ＢＬＫＭ＿Ｍ＿ｆ（図７の（ａ）参照）をフーリエ変換器２５から受けるので、連続する３個のブロックをＢＬＫＭ＿ｔ＿ｆ，ＢＬＫＭ＿ｔ＋１＿ｆ，ＢＬＫＭ＿ｔ＋２＿ｆと表す。

【０１２２】

そうすると、デマッピング器２７は、対象とするブロック（ＢＬＫＭ＿ｔ＿ｆ，ＢＬＫＭ＿ｔ＋１＿ｆ，ＢＬＫＭ＿ｔ＋２＿ｆのいずれか）をポイントＦＦＴ区間の中央に配置し、周波数領域等化（ＦＤＥ）を行う。そして、デマッピング器２７は、得られたＦＤＥ後のブロックから中央のブロックのみを取り出し、次のブロックを等化するためにＦＦＴ区間をオーバーラップさせながら周波数領域等化（ＦＤＥ）を行う。デマッピング器２７は、これを繰り返し行い、ブロックＢＬＫＭ＿１＿ｆ～ＢＬＫＭ＿Ｍ＿ｆを等化する。

【０１２３】

図９は、図１に示す送信機１の概念図である。また、図１０は、送信信号の概念図である。図９を参照して、送信機１は、概念的には、バンドパスフィルタＢＰＦ１～ＢＰＦ４と、乗算器ＭＰ１～ＭＰ４と、加算器ＳＵＭ１とを備える。

【０１２４】

バンドパスフィルタＢＰＦ１～ＢＰＦ４の各々は、隣接チャネル（隣接する周波数帯域）へのサイドローブが低いバンドパスフィルタからなる。そして、バンドパスフィルタＢＰＦ１～ＢＰＦ４は、無線通信空間における複数の空き通信帯域のうちのできる限り少ない個数の空き通信帯域に送信スペクトラムを分割するバンドパスフィルタである。

【０１２５】

より具体的には、バンドパスフィルタＢＰＦ１は、変調シンボルa_nを用いて表される送信信号$\Sigma\delta(t-nTs)a_n$を受け、その受けた送信信号$\Sigma\delta(t-nTs)a_n$を伝達関数$H_1(\omega)$によって帯域分割し、その帯域分割した分割送信スペクトラムＤＶＳ１を乗算器ＭＰ１へ出力する。

【０１２６】

また、バンドパスフィルタＢＰＦ２は、送信信号$\Sigma\delta(t-nTs)a_n$を受け、その受けた送信信号$\Sigma\delta(t-nTs)a_n$を伝達関数$H_2(\omega)$によって帯域分割し、その帯域分割した分割送信スペクトラムＤＶＳ２を乗算器ＭＰ２へ出力する。

【０１２７】

更に、バンドパスフィルタＢＰＦ３は、送信信号$\Sigma\delta(t-nTs)a_n$を受け、その受けた送信信号$\Sigma\delta(t-nTs)a_n$を伝達関数$H_3(\omega)$によって帯域分割し、その帯域分割した分割送信スペクトラムＤＶＳ３を乗算器ＭＰ３へ出力する。

【０１２８】

更に、バンドパスフィルタＢＰＦ４は、送信信号$\Sigma\delta(t-nTs)a_n$を受け、その受けた送信信号$\Sigma\delta(t-nTs)a_n$を伝達関数$H_4(\omega)$によって帯域分割し、その帯域分割した分割送信スペクトラムＤＶＳ４を乗算器ＭＰ４へ出力する。

【０１２９】

この場合、バンドパスフィルタＢＰＦ１～ＢＰＦ４は、上述した畳み込み演算によってそれぞれ分割送信スペクトラムＤＶＳ１～ＤＶＳ４の帯域を制限する。

【０１３０】

乗算器ＭＰ１は、バンドパスフィルタＢＰＦ１から受けた分割送信スペクトラムＤＶＳ１に$e^{j\omega_1 t}$を乗算し、その乗算結果である分割送信スペクトラムＤＶＳ１’（図１０参照）を加算器ＳＵＭ１へ出力する。

【０１３１】

また、乗算器ＭＰ２は、バンドパスフィルタＢＰＦ２から受けた分割送信スペクトラムＤＶＳ２に$e^{j\omega_2 t}$を乗算し、その乗算結果である分割送信スペクトラムＤＶＳ２’（図１０参照）を加算器ＳＵＭ１へ出力する。

【０１３２】

更に、乗算器ＭＰ３は、バンドパスフィルタＢＰＦ３から受けた分割送信スペクトラムＤＶＳ３に$e^{j\omega_3 t}$を乗算し、その乗算結果である分割送信スペクトラムＤＶＳ３’（図１０参照）を加算器ＳＵＭ１へ出力する。

【０１３３】

更に、乗算器ＭＰ４は、バンドパスフィルタＢＰＦ４から受けた分割送信スペクトラムＤＶＳ４に$e^{j\omega_4 t}$を乗算し、その乗算結果である分割送信スペクトラムＤＶＳ４’（図１０参照）を加算器ＳＵＭ１へ出力する。

【０１３４】

このように、乗算器ＭＰ１～ＭＰ４は、それぞれ、分割送信スペクトラムＤＶＳ１～ＤＶＳ４の周波数を周波数$\omega_1/(2\pi)$～$\omega_4/(2\pi)$だけ変換して分割送信スペクトラムＤＶＳ１’～ＤＶＳ４’（図１０参照）を加算器ＳＵＭ１へ出力する。

【０１３５】

乗算器ＭＰ１～ＭＰ４によって分割送信スペクトラムＤＶＳ１～ＤＶＳ４の周波数を変換するのは、分割送信スペクトラムＤＶＳ１～ＤＶＳ４が隣接する分割送信スペクトラムとの間でオーバーラップしないようにするためである。

【０１３６】

加算器ＳＵＭ１は、乗算器ＭＰ１～ＭＰ４から４個の分割送信スペクトラムＤＶＳ１’～ＤＶＳ４’を受け、その受けた４個の分割送信スペクトラムＤＶＳ１’～ＤＶＳ４’を直列に配列してベースバンド信号を生成する。

【０１３７】

この場合、伝達関数$H_1(\omega)$～$H_4(\omega)$の通過帯域の合計は、シンボル周期Ｔｓに対する通常の連続スペクトラムのシングルキャリア変調の帯域幅Ｗに等しく、次式を満たす。そして、伝達関数$H_1(\omega)$～$H_4(\omega)$の各々は、ルートコサインロールオフ特性を有する。

【０１３８】

【数１３】

$$\sum_{j=1}^{J} H_j(\omega) = H(\omega) \quad \cdots \quad (13)$$

【０１３９】

図１１は、図１に示す受信機２の概念図である。また、図１２は、整合フィルタの出力信号の概念図である。図１１を参照して、受信機２は、概念的には、整合フィルタＭＴＨＦ１～ＭＴＨＦ４と、乗算器ＭＰ５～ＭＰ６と、加算器ＳＵＭ２とを備える。

【０１４０】

整合フィルタＭＴＨＦ１～ＭＴＨＦ４の各々は、上述した方法によるオーバーラップ周波数領域等化を行う整合フィルタからなる。

【０１４１】

そして、整合フィルタＭＴＨＦ１は、受信信号を受け、その受けた受信信号のうち、分割受信スペクトラムＤＶＳ１”（図１２の（ａ）参照）だけを乗算器ＭＰ５へ通過させる。

【０１４２】

また、整合フィルタＭＴＨＦ２は、受信信号を受け、その受けた受信信号のうち、分割受信スペクトラムＤＶＳ２”（図１２の（ａ）参照）だけを乗算器ＭＰ６へ通過させる。

【０１４３】

更に、整合フィルタＭＴＨＦ３は、受信信号を受け、その受けた受信信号のうち、分割受信スペクトラムＤＶＳ３”（図１２の（ａ）参照）だけを乗算器ＭＰ７へ通過させる。

【０１４４】

更に、整合フィルタＭＴＨＦ４は、受信信号を受け、その受けた受信信号のうち、分割受信スペクトラムＤＶＳ４”（図１２の（ａ）参照）だけを乗算器ＭＰ８へ通過させる。

【０１４５】

この場合、整合フィルタＭＴＨＦ１～ＭＴＨＦ４は、上述したオーバーラップ周波数領域等化によって周波数軸で等化を行う。

【０１４６】

乗算器ＭＰ５は、整合フィルタＭＴＨＦ１から受けた分割受信スペクトラムＤＶＳ１”に$e^{-j\omega_1 t}$を乗算し、その乗算結果である分割受信スペクトラムＤＶＳ１’’’（図１２の（ｂ）参照）を加算器ＳＵＭ２へ出力する。

【０１４７】

また、乗算器ＭＰ６は、整合フィルタＭＴＨＦ２から受けた分割受信スペクトラムＤＶＳ２”に$e^{-j\omega_2 t}$を乗算し、その乗算結果である分割受信スペクトラムＤＶＳ２’’’（図１２の（ｂ）参照）を加算器ＳＵＭ２へ出力する。

【０１４８】

更に、乗算器ＭＰ７は、整合フィルタＭＴＨＦ３から受けた分割受信スペクトラムＤＶＳ３”に$e^{-j\omega_3 t}$を乗算し、その乗算結果である分割受信スペクトラムＤＶＳ３’’’（図１２の（ｂ）参照）を加算器ＳＵＭ２へ出力する。

【０１４９】

更に、乗算器ＭＰ８は、整合フィルタＭＴＨＦ４から受けた分割受信スペクトラムＤＶＳ４”に$e^{-j\omega_4 t}$を乗算し、その乗算結果である分割受信スペクトラムＤＶＳ４’’’（図１２の（ｂ）参照）を加算器ＳＵＭ２へ出力する。

【０１５０】

このように、乗算器ＭＰ５～ＭＰ８は、それぞれ、分割受信スペクトラムＤＶＳ１”～ＤＶＳ４”の周波数を周波数$-\omega_1$～$-\omega_4$だけ変換して分割受信スペクトラムＤＶＳ１’’’～ＤＶＳ４’’’（図１２の（ｂ）参照）を加算器ＳＵＭ２へ出力する。

【０１５１】

乗算器ＭＰ５～ＭＰ８によって分割受信スペクトラムＤＶＳ１”～ＤＶＳ４”の周波数を変換するのは、送信機１においてオーバーラップしないように変換された周波数を元に戻すためである。

【０１５２】

加算器ＳＵＭ２は、乗算器ＭＰ５～ＭＰ８から４個の分割受信スペクトラムＤＶＳ１’’’～ＤＶＳ４’’’を受け、その受けた４個の分割受信スペクトラムＤＶＳ１’’’～ＤＶＳ４’’’を直列に配列して受信ベースバンド信号を得る。

【０１５３】

なお、図９に示す送信機１においては、４個のバンドパスフィルタＢＰＦ１～ＢＰＦ４が示されているが、これは、送信スペクトラムを４個の空き通信帯域へ分割するからであり、送信スペクトラムを４個以外の空き通信帯域へ分割する場合、送信機１は、送信スペクトラムの分割数に応じたバンドパスフィルタおよび乗算器を備える。

【０１５４】

また、同様の理由により、図１１に示す受信機２も、送信スペクトラムの分割数に応じ

た整合フィルタおよび乗算器を備える。

【０１５５】

この発明の実施の形態による送信機は、図２に示す構成に限らず、一般的には、図９に示す構成からなっていればよい。また、この発明の実施の形態による受信機は、図３に示す構成に限らず、一般的には、図１１に示す構成からなっていればよい。

【０１５６】

上述したように、送信機１は、無線通信空間における複数の空き通信帯域のうちのできる限り少ない個数からなるｊ（ｊ＝１～Ｊ）個の空き通信帯域に送信スペクトラムを分割し、かつ、その分割したｊ個の分割送信スペクトラムの各々に対して畳み込み演算を施して帯域を制限し、その帯域を制限したｊ個の分割送信スペクトラムを受信機２へ送信する。

【０１５７】

その結果、送信スペクトラムをできる限り少ない個数の空き通信帯域に分割することにより、つまり、送信スペクトラムの分割数をできる限り少なくすることにより、各分割された分割送信スペクトラムは、一種のパーシャルレスポンス信号になり、平均電力に対するピーク電力は、送信スペクトラムの分割数の減少に伴って低くなる。

【０１５８】

また、ｊ個の分割送信スペクトラムの各々に対して畳み込み演算を施して帯域を制限することにより、各分割送信スペクトラムのサイドローブが低くなる。

【０１５９】

従って、この発明によれば、隣接チャネルへの漏洩電力を抑制でき、かつ、平均電力に対するピーク電力を低くできる。

【０１６０】

なお、上記においては、４個の空き通信帯域に送信スペクトラムを分割して送信する場合について説明したが、この発明の実施の形態においては、これに限らず、４個の空き通信帯域以外の空き通信帯域に送信スペクトラムを分割して送信する場合も、送信スペクトラムは、上述した方法によって分割されて送信機１から受信機２へ送信される。

【０１６１】

また、上記においては、無線通信によってデータを送信する場合について説明したが、この発明の実施の形態においては、これに限らず、上述した通信システム１０は、有線通信によってデータを送信する場合にも適用でき、特に、電力線搬送通信に適用可能である。

【０１６２】

この発明の実施の形態においては、直列／並列変換器１２、フーリエ変換器１３、マッピング器１４および逆フーリエ変換器１６は、「分割フィルタ」を構成する。

【０１６３】

また、この発明の実施の形態においては、畳み込みフィルタ１７および並列／直列変換器１８は、「帯域制限フィルタ」を構成する。そして、帯域制限フィルタは、ルートコサインロールオフフィルタからなる。

【０１６４】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は、上記した実施の形態の説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

【産業上の利用可能性】

【０１６５】

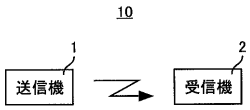
この発明は、隣接チャネルへの電力漏洩を抑制し、かつ、平均電力に対するピーク電力を低減可能な送信機に適用される。また、この発明は、隣接チャネルへの電力漏洩を抑制し、かつ、平均電力に対するピーク電力を低減可能な送信機を備えた通信システムに適用される。

【符号の説明】

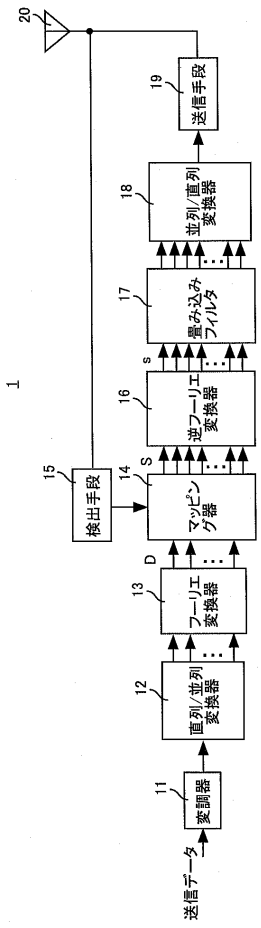
【０１６６】

１　送信機、２　受信機、１０　通信システム、１１　変調器、１２，２３　直列／並列変換器、１３，２５　フーリエ変換器、１４　マッピング器、１５，２６　検出手段、１６，２８　逆フーリエ変換器、１７，２４　畳み込みフィルタ、１８　並列／直列変換器、１９　送信手段、２０，２１　アンテナ、２７　デマッピング器、２９　シンボル判定器。

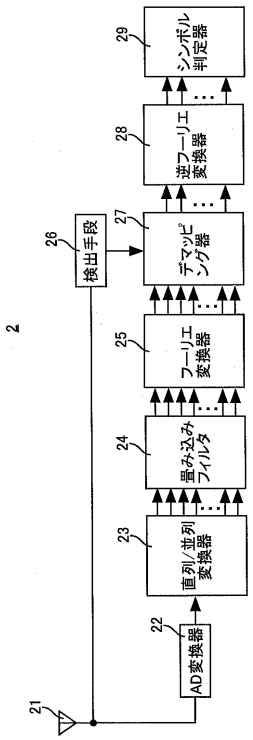
【図１】



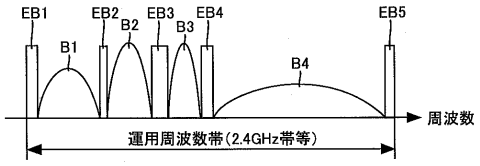
【図２】



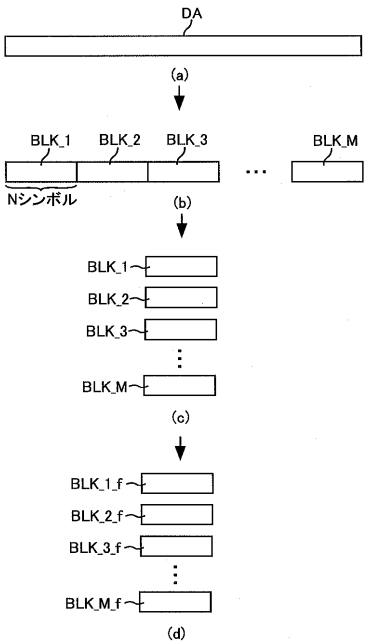
【図３】


2
21
22
AD変換器
23
直列/並列変換器
24
畳み込みフィルタ
25
フーリエ変換器
26
検出手段
27
デマッピング器
28
逆フーリエ変換器
29
シンボル判定器

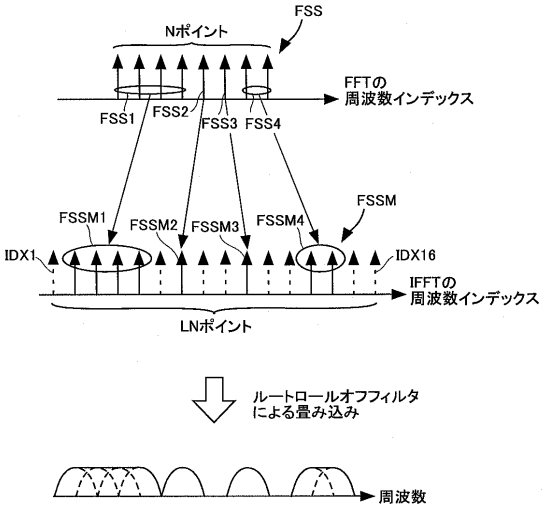
【図４】


EB1
EB2
EB3
EB4
EB5
B1
B2
B3
B4
周波数
運用周波数帯(2.4GHz帯等)

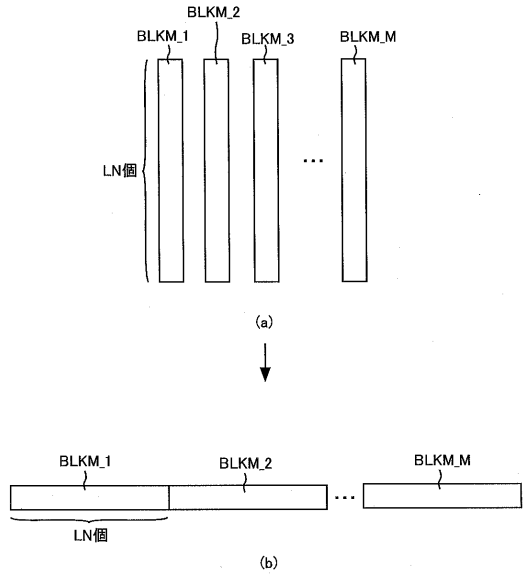
【図５】


DA
(a)
BLK_1
BLK_2
BLK_3
BLK_M
Nシンボル
(b)
BLK_1
BLK_2
BLK_3
BLK_M
(c)
BLK_1_f
BLK_2_f
BLK_3_f
BLK_M_f
(d)

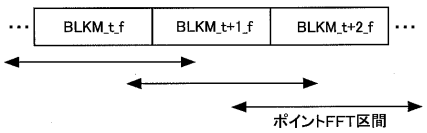
【図６】


FSS
Nポイント
FFTの
周波数インデックス
FSS1
FSS2
FSS3
FSS4
FSSM
FSSM1
FSSM2
FSSM3
FSSM4
IDX1
IDX16
IFFTの
周波数インデックス
LNポイント
ルートロールオフフィルタ
による畳み込み
周波数

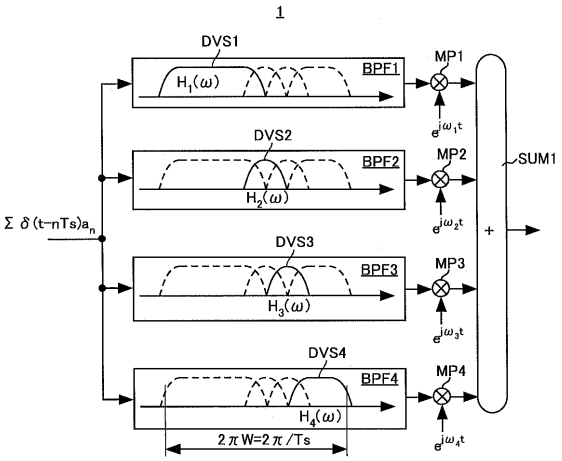
【図７】



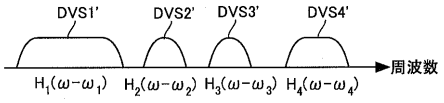
【図８】



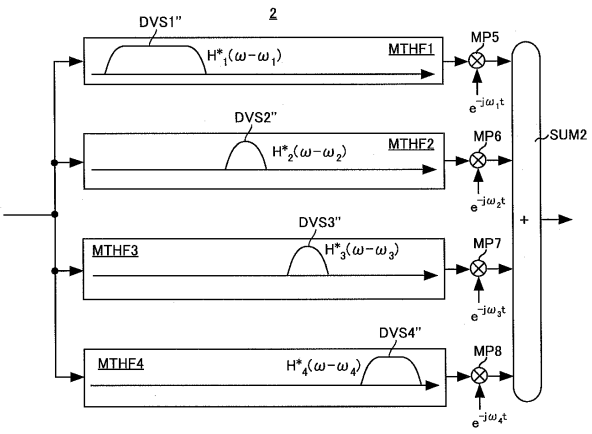
【図９】



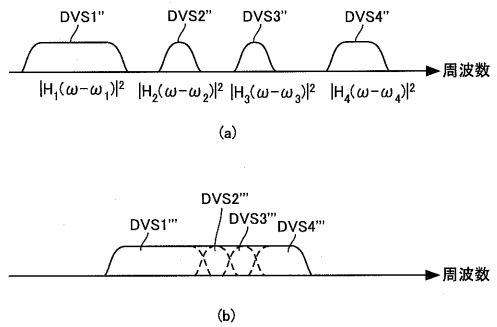
【図１０】



【図１１】



【図１２】



フロントページの続き

審査官　石井　則之

(56)参考文献　特開２００８－２７１２５２（ＪＰ，Ａ）
特開２００２－０１６５０７（ＪＰ，Ａ）
特表２００８－５４６３１６（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０４Ｂ　　１／０４
Ｈ０４Ｊ　　１／００
Ｈ０４Ｂ　　７／２４－２６
Ｈ０４Ｗ　　４／００－９９／００