

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4823107号
(P4823107)

(45) 発行日 平成23年11月24日(2011.11.24)

(24) 登録日 平成23年9月16日(2011.9.16)

(51) Int.Cl. F I
H04 J 11/00 (2006.01) H04 J 11/00 Z

請求項の数 7 (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2007-60366 (P2007-60366)
(22) 出願日 平成19年3月9日(2007.3.9)
(65) 公開番号 特開2008-227724 (P2008-227724A)
(43) 公開日 平成20年9月25日(2008.9.25)
審査請求日 平成21年7月27日(2009.7.27)

(73) 特許権者 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(74) 代理人 110000350
ポレール特許業務法人
(72) 発明者 堀 一行
東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(72) 発明者 石田 雄爾
神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地
株式会社日立コミュニケーションテクノロ
ジー キャリアネットワーク事業部内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM変調装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直列データとして供給された送信データを一次変調するQAM変調器と、
上記QAM変調器から出力された複素シンボル信号列を所定個数(NSC)の複素シンボル毎にブロック化し、並列複素シンボル信号として出力する直並列変換器と、
サブキャリアマップ情報Mに基づいて、上記直並列変換器から出力された複素シンボル信号を互いに周波数の異なる複数(NFFT>NSC)のサブキャリアの何れかにマッピングするサブキャリアマッピング部と、
上記サブキャリアマッピング部から出力された複素シンボルを逆高速フーリエ変換し、複素信号X1として並列出力するIFFT部と、
複素信号X1にガードインターバルとなるサイクリック・プレフィックスを付与し、ウィンドウ処理するガードインターバル挿入部と、
ガードインターバル挿入部の出力を直列信号に変換する並直列変換器とからなるOFDM変調装置において、
上記サブキャリアマップ情報Mが、上記QAM変調器で生成された複素シンボルを送信すべき送波サブキャリアの周波数と、有効複素シンボルを含まない停波サブキャリアの周波数とを指定しており、

上記IFFT部とガードインターバル挿入部との間に、上記サブキャリアマップ情報Mに基づいて、上記複素信号X1をピークファクタ低減された複素信号X2に変換するピークファクタ低減部を備え、

上記ピークファクタ低減部が、上記サブキャリアマップ情報 M に基づいて生成された送波サブキャリア周波数と対応する複素指数関数行列 B に基づいて、上記複素信号 X 1 をピークファクタ低減された複素信号 X 2 に変換し、

上記ガードインターバル挿入部が、上記ピークファクタ低減された複素信号 X 2 にサイクリック・プレフィックスを付与し、ウインドウ処理するようにしたことを特徴とする OFDM 変調装置。

【請求項 2】

直列データとして供給された送信データを一次変調する QAM 変調器と、

上記 QAM 変調器から出力された複素シンボル信号列を所定個数 (NSC) の複素シンボル毎にブロック化し、並列複素シンボル信号として出力する直並列変換器と、

サブキャリアマップ情報 M に基づいて、上記直並列変換器から出力された複素シンボル信号を互いに周波数の異なる複数 (NFFT > NSC) のサブキャリアの何れかにマッピングするサブキャリアマッピング部と、

上記サブキャリアマッピング部から出力された複素シンボルを逆高速フーリエ変換し、複素信号 X 1 として並列出力する IFFT 部と、

複素信号 X 1 にガードインターバルとなるサイクリック・プレフィックスを付与し、ウインドウ処理するガードインターバル挿入部と、

ガードインターバル挿入部の出力を直列信号に変換する並直列変換器とからなる OFDM 変調装置において、

上記サブキャリアマップ情報 M が、上記 QAM 変調器で生成された複素シンボルを送信すべき送波サブキャリアの周波数と、有効複素シンボルを含まない停波サブキャリアの周波数とを指定しており、

上記 IFFT 部とガードインターバル挿入部との間に、上記サブキャリアマップ情報 M に基づいて、上記複素信号 X 1 をピークファクタ低減された複素信号 X 2 に変換するピークファクタ低減部を備え、

上記ピークファクタ低減部が、

上記サブキャリアマップ情報 M に基づいて、送波サブキャリア周波数と対応する複素指数関数行列 B を生成する複素指数関数生成部と、

上記 IFFT 部から出力された複素信号 X 1 から、予め設定された閾値 V_t を越える振幅を検出して、重みベクトル W を生成する重みベクトル生成部と、

上記複素指数関数 B と、重みベクトル W と、複素信号 X 1 とに基づいて、上記複素信号 X 1 をピークファクタ低減された複素信号 X 2 に変換する複素信号生成部とからなり、

上記ガードインターバル挿入部が、上記ピークファクタ低減された複素信号 X 2 にサイクリック・プレフィックスを付与し、ウインドウ処理するようにしたことを特徴とする OFDM 変調装置。

【請求項 3】

前記重みベクトル生成部が、

複素信号 X 1 の振幅の絶対値を出力する絶対値生成部と、

上記絶対値生成部の出力から、所定閾値 V_t を超えた振幅を抽出するデッドゾーン回路と、

上記デッドゾーン回路の出力を定数倍する利得回路と、

上記利得回路の出力に所定値を加算する加算回路とからなることを特徴とする請求項 2 に記載の OFDM 変調装置。

【請求項 4】

前記デッドゾーン回路と利得回路との間に、該デッドゾーン回路の出力が極大となる位置でインパルスを出力する極大値検出回路を備えたことを特徴とする請求項 3 に記載の OFDM 変調装置。

【請求項 5】

前記複素信号生成部が、

$X_2 = B * \text{inv}(B' * \text{diag}(W) * B) * B' * \text{diag}(W) * \text{clip}(X_1)$ (但し、d

10

20

30

40

50

diag (W)は、引数Wを対角要素とする対角行列、B 'はBの複素共役転置、inv()は逆行列、clip (X 1)は偏角を保持したままの閾値 V t への振幅制限)に基づいて、前記複素信号 X 1をピークファクタ低減された複素信号 X 2に変換することを特徴とする請求項 2に記載のOFDM変調装置。

【請求項 6】

直列データとして供給された送信データを一次変調するQAM変調器と、
上記QAM変調器から出力された複素シンボル信号列を所定個数 (NSC)の複素シンボル毎にブロック化し、並列複素シンボル信号として出力する直並列変換器と、
サブキャリアマップ情報Mに基づいて、上記直並列変換器から出力された複素シンボル信号を互いに周波数の異なる複数 (NFFT > NSC)のサブキャリアの何れかにマッピングするサブキャリアマッピング部と、

10

上記サブキャリアマッピング部から出力された複素シンボルを逆高速フーリエ変換し、複素信号 X 1として並列出力するIFFT部と、

複素信号 X 1にガードインターバルとなるサイクリック・プレフィックスを付与し、ウインドウ処理するガードインターバル挿入部と、

ガードインターバル挿入部の出力を直列信号に変換する並直列変換器とからなるOFDM変調装置において、

上記IFFT部とガードインターバル挿入部との間に、上記サブキャリアマップ情報Mに基づいて、上記複素信号 X 1をピークファクタ低減された複素信号 X 2に変換するピークファクタ低減部を備え、

20

上記ピークファクタ低減部が、上記複素信号 X 1の生成周期内で、
上記複素信号 X 1を振幅クリップの初期入力として、振幅クリップされた複素信号をフーリエ変換し、フーリエ変換結果と上記サブキャリアマップ情報Mとの乗算結果を逆高速フーリエ変換して複素信号 X 2を生成し、上記逆高速フーリエ変換で生成された複素信号 X 2を再度振幅クリップの入力とする手順を、上記複素信号 X 2の振幅が閾値 V t 以下になるまで、あるいは決められた所定の回数だけ繰り返し、

上記ガードインターバル挿入部が、上記ピークファクタ低減された複素信号 X 2にサイクリック・プレフィックスを付与し、ウインドウ処理するようにしたことを特徴とするOFDM変調装置。

【請求項 7】

30

直列データとして供給された送信データを一次変調するQAM変調器と、
上記QAM変調器から出力された複素シンボル信号列を所定個数 (NSC)の複素シンボル毎にブロック化し、並列複素シンボル信号として出力する直並列変換器と、
サブキャリアマップ情報Mに基づいて、上記直並列変換器から出力された複素シンボル信号を互いに周波数の異なる複数 (NFFT > NSC)のサブキャリアの何れかにマッピングするサブキャリアマッピング部と、

上記サブキャリアマッピング部から出力された複素シンボルを逆高速フーリエ変換し、複素信号 X 1として並列出力するIFFT部と、

複素信号 X 1にガードインターバルとなるサイクリック・プレフィックスを付与し、ウインドウ処理するガードインターバル挿入部と、

40

ガードインターバル挿入部の出力を直列信号に変換する並直列変換器とからなるOFDM変調装置において、

上記サブキャリアマップ情報Mが、上記QAM変調器で生成された複素シンボルを送信すべき送波サブキャリアの周波数と、有効複素シンボルを含まない停波サブキャリアの周波数とを指定しており、

上記IFFT部とガードインターバル挿入部との間に、上記サブキャリアマップ情報Mに基づいて、上記複素信号 X 1をピークファクタ低減された複素信号 X 2に変換するピークファクタ低減部を備え、

上記ピークファクタ低減部が、
上記サブキャリアマップ情報Mに基づいて、送波サブキャリア周波数と対応する複素指

50

数関数 B を生成する複素指数関数生成部と、

上記複素信号 X_1 と該複素信号 X_1 の振幅を閾値 V_t に制限した信号との差信号 $X_1 - \text{clip}(X_1)$ を生成し、上記複素指数関数 B と係数ベクトル C との内積を $B \cdot C$ としたとき、 X_1 の振幅が $|X_1| > V_t$ となる位置で、 $X_1 - \text{clip}(X_1) - B \cdot C = 0$ となるように、ラグランジュの未定乗数法を用いて、 $B \cdot C$ の電力が極小化する係数ベクトル C を算出し、 $X_2 = X_1 - B \cdot C$ の条件で前記複素信号 X_2 を生成する複素信号生成部とを備え、

上記ガードインターバル挿入部が、上記ピークファクタ低減された複素信号 X_2 にサイクリック・プレフィックスを付与し、ウインドウ処理するようにしたことを特徴とする OFDM 変調装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は無線送信機に関し、更に詳しくは、OFDM用無線送信機の変調装置およびピークファクタ低減装置に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信の分野では、周波数利用効率の向上を目指して、種々の通信方式が研究・実用化されている。その一つである直交周波数分割多重：OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 変調方式は、マルチパス遅延波に強く、第4世代移動通信方式として本命視されている。

20

【0003】

OFDM変調方式を適用した典型的な無線送信機では、送信データのビット列を直交振幅変調：QAM (Quadrature Amplitude Modulation) などの変調器で1次変調し、送信データを所定数のビット単位で複素シンボルに変換する。1次変調器 (シンボルマップ) として16QAM変調器を使用した場合、送信データが4ビット単位でQAMの複素シンボル列に変換される。

【0004】

シンボルマップで生成された複素シンボル列は、直並列変換器で所定シンボル数毎にブロック化される。以下の説明では、直並列変換器でブロック化される複素シンボルの個数をNSCで表す。直/並列変換器からブロック化して出力されたNSC個の複素シンボルには、複素シンボルの総数が2のべき乗で表現可能な数 (以下、NFFTと表記) となるように、適当数のゼロ値シンボルが追加される。シンボル個数が増加された信号ブロックは、逆高速フーリエ変換 (IFFT: Inversed Fast Fourier Transform) 装置によって2次変調され、OFDMシンボルの標本値となるNFFT個の複素数に変換される。

30

【0005】

OFDMでは、NFFT本の直交サブキャリアのうち、IFFT装置によって非ゼロの複素シンボルと対応付けられた互いに周波数の異なるNSC本のサブキャリアでデータが変調されるため、OFDMはマルチキャリア変調方式の一種といえる。

【0006】

40

OFDMでは、原理的には、IFFT装置から並列出力されたNFFT個の複素シンボル値 (標本値) が、並/直列変換器でシリアルな信号列に変換され、複素ベースバンドOFDM信号となる。複素ベースバンドOFDM信号は、D/A変換器でアナログ連続信号に変換した後、搬送波を掛け合わせて、RF帯域のOFDM信号に変換される。シリアル信号となった1ブロック分のOFDM信号は、OFDMシンボルと呼ばれ、その長さはシンボル長と呼ばれている。

【0007】

RF送信部で電力増幅して送信されたOFDM信号は、伝播途中で反射を受けない直接波と、伝播経路上の障害物で反射した遅延波に分かれて、受信機に到達するため、直接波に対して遅延波が雑音として作用する。そこで、OFDM送信機では、遅延波の影響を取

50

り除くため、NFFT個の標本点からなる各OFDMシンボルにおいて、後半部分に属したNCP個の標本点をコピーして、これをOFDMシンボルの前部に挿入し、NFFT+NCP個の標本点からなる冗長化されたOFDMシンボルを形成している。上記冗長部分は、サイクリックプレフィックスと呼ばれ、遅延波の影響を取り除くためのガードインターバルとなる。サイクリックプレフィックス長NCPが、マルチパス遅延波の遅延時間以上であれば、OFDM受信機側で、遅延波の影響を取り除くことができる。

【0008】

並/直列変換器は、こうして得られたNFFT+NCP個の標本点をシリアル信号に変換している。また、RF送信部から送信されるOFDM信号は、シンボル間で信号が不連続となつて、送信スペクトルが広がる傾向があるため、ガードインターバル(サイクリックプレフィックス)を挿入した後で、適当な窓関数を用いてシンボル間の接続部分をテーパ処理し、信号が滑らかに連続するようにしている。また、必要に応じて、帯域制限フィルタを設け、送信スペクトルの広がりを抑えている。

10

【0009】

OFDM方式では、送信シンボルの変調に周波数の異なる多数のサブキャリアを用いており、各送信シンボルは互いに無相関なランダム信号とみなせる。そのため、中心極限定理に従って、信号分布が正規分布に近づき、送信波のピークファクタ(最大電力と平均電力の比)が、10dB~12dBにも達することが知られている。OFDMの変調信号は、RF送信機の電力増幅器で増幅して送波されるが、一般に、増幅器の線形領域には限りがあり、大出力では飽和する。そのため、電力増幅器が、送信信号のピーク振幅に対して飽和を起こす場合、送信波形に歪が生じ、送信帯域外、特に、隣接する周波数帯域に電力を漏洩させることになる。この漏洩電力は、電波法規によって厳しく規制されているため、OFDMの送信機では、電力増幅器の定格出力にまで、送信電力を十分に上げることが困難となる。

20

【0010】

このような問題を解決するためには、送信信号のピークファクタ低減が有効となる。ここでのピークファクタ低減は、送信出力に若干の波形品質劣化、すなわち雑音の付加を許容して、ピーク振幅を抑えるような信号波形処理を意味している。ピークファクタ低減の従来技術の一つとして、例えば、特開2003-124824号(特許文献1)には、CDMAのベースバンド信号を対象として、振幅のピークが極大値となるサンプル点にインパルス状の補正信号を生成し、この信号をベースバンド帯域制限フィルタと同等の周波数応答を持つフィルタで波形整形し、ベースバンド信号から減算するピークファクタ低減装置が提案されている。上記補正信号は、元の信号には無い成分であるため、送信信号に対して雑音として振舞うが、補正信号の帯域は、フィルタによって送信スペクトルの範囲内にマスクされるため、送信帯域外への雑音漏洩は防止される。

30

【0011】

【特許文献1】特開2003-124824号「ピークファクタ低減装置」

【非特許文献1】モバイルITフォーラム 第4世代モバイル部会 システム専門委員会 システムインフラストラクチャWG、「モバイルITフォーラム4G技術調査報告書(システムインフラストラクチャ編)(Ver1.1)」

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

OFDMを用いた多元接続方式として、OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)が知られている。モバイルITフォーラム 第4世代モバイル部会 システム専門委員会 システムインフラストラクチャWG、「モバイルITフォーラム4G技術調査報告書(システムインフラストラクチャ編)(非特許文献1)の3.1.3によれば、OFDMAは、「全てのサブキャリアを全ユーザが共有し、任意の複数サブキャリアをサブチャネルと位置づけ、任意の時間タイミングで各ユーザにサブチャネルを適応的に割り当てることにより多元接続を実現する手法」である。非特許文献1の図3.1.4

50

には、サブキャリアの割り当て方の一例が開示されている。

【 0 0 1 3 】

従来技術を OFDMA に適用した場合、解決が難しい新たな問題が生じる。OFDMA では、どのサブキャリアを使って変調するかを任意に決めることができ、情報を載せないサブキャリアは停波となる。このとき、送信スペクトルの形状は、複雑に激しく波うつ。ピークファクタ低減に用いる補正信号（雑音）は、帯域外へ漏洩しないように、送信スペクトルにマスクされていることが重要となるが、従来技術では、インパルス状の補正信号に作用させる波形整形フィルタ特性を送信スペクトル形状に似せなければならない。そのため、フィルタ特性が非常に複雑になる。それに加え、サブキャリア停波パターンに応じてフィルタ特性を可変としなければならないため、装置規模が著しく増大してしまう。

10

【 0 0 1 4 】

本発明の目的は、OFDM方式の無線送信機に適したピークファクタ低減機能を有する OFDM 変調装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 5 】

上記目的を達成するため、本発明は、直列データとして供給された送信データを一次変調する QAM 変調器と、上記 QAM 変調器から出力された複素シンボル信号列を所定個数（NSC）の複素シンボル毎にブロック化し、並列複素シンボル信号として出力する直並列変換器と、サブキャリアマップ情報 M に基づいて、上記直並列変換器から出力された複素シンボル信号を互いに周波数の異なる複数（NFFT > NSC）のサブキャリアの何れかにマッピングするサブキャリアマッピング部と、上記サブキャリアマッピング部から出力された複素シンボルを逆高速フーリエ変換し、複素信号 X1 として並列出力する IFFT 部と、複素信号 X1 にガードインターバルとなるサイクリック・プレフィックスを付与し、ウィンドウ処理するガードインターバル挿入部と、ガードインターバル挿入部の出力を直列信号に変換する並直列変換器とからなる OFDM 変調装置において、

20

上記 IFFT 部とガードインターバル挿入部との間に、上記サブキャリアマップ情報 M に基づいて、上記複素信号 X1 をピークファクタ低減された複素信号 X2 に変換するピークファクタ低減部を備え、上記ガードインターバル挿入部が、上記ピークファクタ低減された複素信号 X2 にサイクリック・プレフィックスを付与し、ウィンドウ処理するようにしたことを特徴とする。

30

【 0 0 1 6 】

更に詳述すると、本発明の OFDM 変調装置では、上記サブキャリアマップ情報 M が、上記 QAM 変調器で生成された複素シンボルを送信すべき送波サブキャリアの周波数と、有効複素シンボルを含まない停波サブキャリアの周波数とを指定しており、上記ピークファクタ低減部が、上記サブキャリアマップ情報に基づいて生成された送波サブキャリア周波数と対応する複素指数関数行列 B に基づいて、上記複素信号 X1 をピークファクタ低減された複素信号 X2 に変換する。

【 0 0 1 7 】

本発明の 1 実施例では、上記ピークファクタ低減部が、上記サブキャリアマップ M に基づいて、送波サブキャリア周波数と対応する複素指数関数 B を生成する複素指数関数生成部と、上記 IFFT 部から出力された複素信号 X1 から、予め設定された閾値を越える振幅を検出して、重みベクトル W を生成する重みベクトル生成部と、上記複素指数関数 B と、重みベクトル W と、複素信号 X1 とに基づいて、前記複素信号 X1 をピークファクタ低減された複素信号 X2 に変換する複素信号生成部とからなる。

40

【 0 0 1 8 】

この場合、上記複素信号生成部は、例えば、重みつき最小二乗法の公式、

$$X2 = B * \text{inv} (B' * \text{diag} (W) * B) * B' * \text{diag} (W) * \text{clip} (X1)$$

（但し、diag は、引数 W を対角要素とする対角行列、B' は B の複素共役転置、inv は逆行列、clip は偏角を保持したままの閾値 Vt への振幅制限）に基づいて、前記複素信号 X1 をピークファクタ低減された複素信号 X2 に変換する。

50

【 0 0 1 9 】

本発明の別の実施例では、上記ピークファクタ低減部が、上記複素信号 X 1 の生成周期内で、上記複素信号 X 1 を振幅クリップの初期入力として、振幅クリップされた複素信号をフーリエ変換し、フーリエ変換結果と前記サブキャリアマップ情報 M との乗算結果を逆高速フーリエ変換する手順で、複素信号 X 2 を生成し、上記複素信号 X 2 の振幅が閾値 V_t 以下になるまで、上記逆高速フーリエ変換で生成された複素信号 X 2 を振幅クリップの入力として、上記手順を繰り返す。

【 0 0 2 0 】

本発明の更に他の実施例では、上記ピークファクタ低減部が、上記サブキャリアマップ M に基づいて、送波サブキャリア周波数と対応する複素指数関数 B を生成する複素指数関数生成部と、上記複素信号 X 1 と該複素信号 X 1 の振幅を閾値 V_t に制限した信号との差信号 $X_{1-clip}(X_1)$ を生成し、前記複素指数関数 B と係数ベクトル C との内積を $B \cdot C$ としたとき、X 1 の振幅が $|X_1| > V_t$ となる位置で、 $X_{1-clip}(X_1) - B \cdot C = 0$ となるように、ラグランジュの未定乗数法を用いて、 $B \cdot C$ の電力が極小化する係数ベクトル C を算出し、 $X_2 = X_1 - B \cdot C$ の条件で複素信号 X 2 を生成する複素信号生成部とを備える。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 1 】

本発明では、サブキャリアマップ情報 M を利用して、複素信号 X 1 のピークファクタを低減しているため、換言すれば、送信に用いたサブキャリアと同一周波数のサブキャリアの線形結合としてピークファクタ信号 X 2 を作り出しているため、ピークファクタ低減前の複素信号 X 1 と、ピークファクタ低減後の複素信号 X 2 の送信スペクトルの形状が原理的に一致する。すなわち、ピークファクタ低減処理に伴う雑音信号のスペクトルが、送信信号のスペクトルにマスクされているため、停波帯域への雑音電力漏洩を防止できる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 2 2 】

図 1 は、本発明が適用される OFDM 変調装置の 1 例を示す。

本発明の OFDM 変調装置は、例えば、無線基地局の制御部 10 と RF 送信部 40 との間に接続され、ピークファクタ低減装置 30 を内蔵した構造となっている。表 1 は、以下の実施例で説明する OFDM 変調装置の諸元を示す。但し、ここに例示したパラメータ値は、OFDM 変調装置の動作をより具体的に説明するために適当に決めたものであり、本発明の適用対象を特定するものではない。

【 0 0 2 3 】

表 1 OFDM 諸元

パラメータ名称	記号	値
IFFT 点数 (総サブキャリア数)	NFFT	512
送波サブキャリア数	NSC	128
サイクリックプレフィックス長	NCP	64
サンプリング周波数	F_s	4MHz

【 0 0 2 4 】

図 1 に示した OFDM 変調装置において、制御部 10 からシリアルに出力された送信データのビット列は、QAM 変調器 21 に入力され、例えば、16 QAM 形式の QAM 信号列 (複素シンボル信号列) に変換される。QAM 変調器 21 から出力された QAM 信号列は、直並列 (S/P) 変換器 22 に入力され、NSC で表される 128 個の複素シンボル毎にブロック化して並列出力される。

【 0 0 2 5 】

直並列変換器 22 から出力された複素シンボル信号は、サブキャリアマッピング部 23 で、送波サブキャリアにマッピングした後、IFFT (逆高速フーリエ変換) 部 24 に供

給される。サブキャリアマッピング部 23 は、制御部 10 で制御可能なサブキャリアマップ 11 から出力されるサブキャリアマップ情報 M に基づいて、128 個の複素シンボル信号を 512 本のサブキャリアの何れかにマッピングする。サブキャリアマップ 11 の内容は、動的に変更できるが、本実施例では、送信スペクトルについて図面を参照して説明するため、サブキャリアマップ情報 M は、経時的に固定したものとして扱うことにする。

【0026】

図 2 は、サブキャリアマップ情報 M の 1 例を示す。ここに示した例では、横軸は NFFT 個 (= 512) のサブキャリアと対応したインデックス値を示し、縦軸の値が「1」のサブキャリアは送波、「0」のサブキャリアは停波を意味している。本実施例では、NFFT 個 (= 512) のサブキャリアのうち、NSC 個 (= 128) のサブキャリアが送波となり、残る 384 個のサブキャリアが停波となっている。尚、インデックス 0 ~ 255 のサブキャリアは、ベースバンド周波数領域では、直流 ~ 正のナイキスト周波数と対応し、インデックス 256 ~ 511 は、負のナイキスト周波数 ~ 直流と対応している。

10

【0027】

図 3 は、図 2 のサブキャリアマップ情報 M を適用した場合に IFFT 部 24 に供給される 1 ブロック分の複素シンボル信号 (16 QAM 信号) を示す。(A) は、複素シンボル信号の実部、(B) は、複素シンボル信号の虚部の波形を示している。

【0028】

図 1 において、IFFT 部 24 は、サブキャリアマッピング部 23 から出力された複素シンボル信号を逆フーリエ変換して、複素信号 X1 に変換する。図 4 の (A) は、IFFT 部 24 から出力される複素信号 X1 の実部、(B) は、複素信号 X1 の虚部の信号波形を示す。

20

【0029】

従来の OFDM 変調装置では、IFFT 部 24 から出力される複素信号 X1 をガードインターバル挿入部 25 に入力し、サイクリック・プレフィックスの挿入と、ウィンドウ (窓関数) 処理を行っているが、本発明では、IFFT 部 24 の出力信号 X1 をピークファクタ低減部 30 に入力し、ピークファクタ低減部 30 でピークファクタ低減された複素信号 X2 をガードインターバル挿入部 25 に供給している。

【0030】

ガードインターバル挿入部 25 の出力は、並直列 (P/S) 変換器 26 でシリアル信号に変換した後、RF 送信部 40 に入力される。RF 送信部 40 は、並直列変換器 26 の出力信号をアナログ信号に変換する D/A 変換器 41 と、ベースバンド OFDM 信号を RF 帯域の OFDM 信号に変換するための周波数変換部 42 と、電力増幅器 43 とからなる。電力増幅器 43 の出力信号は、図示しないアンテナから、無線信号として送信される。

30

【0031】

図 5 は、本発明によるピークファクタ低減部 30 の第 1 の実施例を示すブロック図である。本発明のピークファクタ低減部 30 は、サブキャリアマップ情報 M に基づいて、IFFT 部 24 から出力される複素信号 X1 のピークファクタを低減し、複素信号 X1 とスペクトルが一致した複素信号 X2 を生成する。

【0032】

第 1 実施例のピークファクタ低減部 30 は、サブキャリアマップ情報 M から複素指数関数 B を生成する複素指数関数生成部 31 と、IFFT 部 24 から出力される複素信号 X1 から重みベクトル W を生成する重みベクトル生成部 32 と、複素信号 X1、複素指数関数 B、重みベクトル W に基づいて、ピークファクタ低減された複素信号 X2 を生成する複素信号生成部 33 とからなっている。

40

【0033】

複素指数関数生成部 31 は、NFFT 行 × NFFT 列の逆 DFT 行列 F から、サブキャリアマップ情報 M が示す停波サブキャリア周波数に対応する列を削除し、NFFT 行 × NSC 列の行列を複素指数関数 B として出力する。

【0034】

50

図 6 に、紙面の制約上、NFFTの値を「8」に減らした場合の逆 D F T (Inverse Discrete Fourier Transform) 行列 F を示す。ここで、サブキャリアマップ情報 M が「0 1 0 0 0 0 1 1」であったと仮定する。この場合、マップの第 0、2、3、4、5 要素が、停波サブキャリア周波数を示す「0」となっているため、複素指数関数生成部 3 1 は、逆 D F T 行列 F から、停波サブキャリア周波数と対応する第 0、2、3、4、5 列を削除し、送波サブキャリア周波数と対応する第 1、6、7 列からなる逆 D F T 行列を複素指数関数 B として出力する。逆 D F T 行列 F が図 6 の場合、複素指数関数生成部 3 1 は、図 7 に示す行列を複素指数関数 B として出力する。

【 0 0 3 5 】

重みベクトル生成部 3 2 は、複素信号 X 1 から重みベクトル W を生成する。

10

重みベクトル生成部 3 2 は、図 8 に示すように、複素信号 X 1 の振幅 $|X 1|$ を出力する絶対値生成部 3 1 1 と、デッドゾーン回路 3 1 2 と、デッドゾーン回路 3 1 2 の出力を増幅する利得回路 3 1 4 と、利得回路 3 1 4 に出力に「1」を加算する加算回路 3 1 5 とからなる。尚、重みベクトル生成部 3 2 には、図 8 で破線ブロックで示すように、必要に応じて、デッドゾーン回路 3 1 2 と利得回路 3 1 4 との間に、デッドゾーン回路の出力が極大となる位置でインパルスを出力する極大値検出回路 3 1 3 が設けられる。

【 0 0 3 6 】

デッドゾーン回路 3 1 2 は、例えば、図 9 に示すように、複素信号 X 1 の振幅 $|X 1|$ から、閾値 $V t$ を超過した振幅成分を抽出する。例えば、複素信号 X 1 の振幅を信号実効値 = 1 で 7 d B に制限したい場合、閾値 $V t$ は $2.2387 (= 10 \text{ の } \sqrt{7/20} \text{ 乗})$ に設定される。デッドゾーン回路 3 1 2 の出力信号は、利得回路 3 1 4 で A 倍 (例えば、 $A = 1000,000$) に増幅され、これに加算回路 3 1 5 で「1」を加えたものが、重みベクトル W として出力される。

20

【 0 0 3 7 】

I F F T 部 2 4 から出力される複素信号 X 1 が、例えば、図 1 0 に示す振幅波形となった場合、重みベクトル生成部 3 2 からは、図 1 1 に示す重みベクトル W が出力される。

【 0 0 3 8 】

複素信号生成部 3 3 は、複素信号 X 1 と、複素指数関数 B と、重みベクトル W とに基づいて、ピーク振幅が制限され、波形全体としては複素信号 X 1 に近似した複素信号 X 2 を生成する。複素信号 X 2 のスペクトルは、複素信号 X 1 にマスクされている必要があるが、このような複素信号 X 2 は、複素指数関数 B の列に関する線形結合とすることによって実現できる。また、複素信号 X 2 は、ピーク振幅が制限され、且つ、全体として複素信号 X 1 に近似した信号でなければならない。そこで、第 1 実施例のピークファクタ低減部 3 0 では、複素信号生成部 3 3 が、重みベクトル W を用いた重みつき最小二乗法を用いて、複素信号 X 1 を複素信号 X 2 に変換する。

30

【 0 0 3 9 】

図 1 2 は、複素信号生成部 3 3 の 1 実施例を示す。本実施例では、複素信号生成部 3 3 が、複素指数関数 B を共役転置する複素共役転置回路 3 3 1 と、複素信号 X 1 の振幅を $V t$ に制限する振幅クリップ回路 3 3 2 と、重みベクトル W を対角要素とする対角行列生成回路 3 3 3 と、これらの回路に接続された演算回路 3 3 4 とからなっている。

40

【 0 0 4 0 】

第 1 実施例のピークファクタ低減部 3 0 は、振幅クリップ回路 3 3 2 で、複素信号 X 1 の振幅を $V t$ に制限した信号 $clip(X 1)$ を生成し、演算回路 3 3 4 が、式 1 で示す重みつき最小二乗法の公式 (第 1 のアルゴリズム) に従って、ピークファクタ低減された複素シンボル信号 X 2 を導出する。

【 0 0 4 1 】

$$X 2 = B * C$$

$$\text{但し、 } C = \text{inv}(B' * \text{diag}(W) * B) * B' * \text{diag}(W) * \text{clip}(X 1) \dots (\text{式 } 1)$$

上記重みつき最小二乗法の公式 (式 1) において、関数 $\text{diag}(W)$ は、引数 W を対角要

50

素とする対角行列を意味し、対角行列生成回路 3 3 3 の出力と対応している。ダッシュを付した B' は、行列 B の複素共役転置を意味し、対角行列生成回路 3 3 3 の出力と対応している。関数 $inv()$ は、逆行列を意味している。また、関数 $clip(X1)$ は、偏角を保持したまま、複素信号 X1 を閾値 Vt で振幅制限することを意味し、振幅クリップ回路 3 3 2 の出力と対応している。

【 0 0 4 2 】

関数 $clip(X1)$ は、次のように定義できる。図 1 4 に、振幅クリップ回路 3 3 2 から出力される $clip(X1)$ の振幅波形の 1 例を示す。

$$\begin{aligned} clip(X1) &= Vt * X1 / |X1| && \text{for } |X1| > Vt \\ clip(X1) &= X && \text{for } |X1| \leq Vt \end{aligned} \tag{10}$$

式 1 において、複素指数関数 B は、図 7 で説明した逆 DFT 行列から送波サブキャリア周波数と対応するように列を選択した長方形行列である。図 7 の例では、複素指数関数 B は、逆 DFT 行列の第 1、第 6、第 7 列からなり、第 1 列は $exp(j1t)$ 、第 6 列は $exp(j6t)$ 、第 7 列は $exp(j7t)$ と書き換えることができる。

【 0 0 4 3 】

また、式 1 において、C は、複素指数関数 B が示す逆 DFT 行列の第 1、第 6、第 7 列と対応する複素数である。今、その値が、仮に $1+j1$ 、 $6+j6$ 、 $7+j7$ であるとすれば、演算回路 3 3 4 は、式 1 が示す $X2 = B * C$ の演算として、 $(1+j1) * exp(j1t) + (6+j6) * exp(j6t) + (7+j7) * exp(j7t)$ を実行している。すなわち、送波に使用したサブキャリア周波数の線形結合を実現している。

【 0 0 4 4 】

本実施例のピークファクタ低減部 3 3 は、サブキャリアマップ情報 M と複素信号 X1 に基づいて、データの送信に用いられたサブキャリアと対応する逆 DFT 行列 B と、逆 DFT 行列 B と対応する複素信号の行列 C を生成し、 $B * C$ の行列演算によって、ピークファクタを抑制した複素信号 X2 を生成することに特徴がある。

【 0 0 4 5 】

本実施例によれば、重みベクトル W の作用によって、振幅ピーク部分が複素信号 X1 と高い近似度を持ち、且つ、ピークファクタ低減された複素信号 X2 を生成できる。また、ピークファクタ低減された複素信号 X2 が、送信に用いられたサブキャリアと同一のサブキャリアからなっているため、複素信号 X1 と X2 の送信スペクトル形状が一致している。すなわち、ピークファクタ低減に伴う雑音信号のスペクトルが、送信信号のスペクトルにマスクされているため、停波帯域への雑音電力の漏洩がない。

【 0 0 4 6 】

図 1 5 は、演算回路 3 3 4 から出力される複素信号 X2 の振幅 $|X2|$ と、誤差信号の振幅 $|X2 - X1|$ を示す。

【 0 0 4 7 】

次に、本発明によるピークファクタ低減部 3 0 の第 2 の実施例について説明する。上述した第 1 実施例のアルゴリズムにおいて、重みベクトル W を用いなければ、複素指数関数 B の各列が正規直交基底となることから、最小二乗法の公式は、次のように変形できる。

【 0 0 4 8 】

$$\begin{aligned} X2 &= B * C \\ C &= inv(B' * B) * B' * clip(X1) \\ &= fft(fft(clip(X1)) * M) \dots \text{(式 2)} \end{aligned}$$

ここで、M はサブキャリアマップ情報、 $fft(clip(X1))$ は、 $clip(X1)$ の高速フーリエ変換、 $fft()$ は、 $()$ を逆 FFT することを意味している。従って、上記式 2 は、複素信号シンボル X1 の振幅をクリップし、振幅クリップされた複素信号を FFT で一旦周波数領域に変換して、サブキャリアマップ情報 M が示す停波サブキャリアに相当する周波数成分の寄与を全て 0 とした後、IFFT で時間領域に戻すという操作を

10

20

30

40

50

示しており、フーリエ変換を用いた畳み込み演算と解釈できる。

【0049】

式2で得られた複素シンボル信号 X_2 は、フーリエ変換の性質から、自乗誤差最小の意味では最適近似となっている。しかしながら、最適近似であるが故に、誤差がNFFT個の標本点全体に均等に分布し、ピーク近傍での近似度があまりよくない。つまり、ピーク振幅は或る程度下げられるが、十分には抑圧されないという問題が残っている。

【0050】

そこで、本発明の第2実施例のピークファクタ低減部30では、式2が示す手順を複素シンボル信号 X_2 に対して複数回繰り返すことによって、ピークを漸近的に低減する(第2のアルゴリズム)。つまり、次のようなwhileループ処理を適用する。

$X_2 = X_1$;

while (max(| X_2 |) > VT) $X_2 = \text{ifft}(\text{fft}(\text{clip}(X_2) * M))$
... (式3)

図13は、第2実施例のピークファクタ低減部30の構成を示す。本実施例のピークファクタ低減部30も、サブキャリアマップ情報Mを利用して、複素信号 X_1 をピークファクタ低減された複素信号 X_2 に変換している。

【0051】

本実施例では、OFDMのシンボル長と対応する所定期間 T_s 内に、式3が示す手順を複数回繰り返す。セレクタ341は、期間 T_s 毎に発生するクロック $CL(T_s)$ に従って、複素信号 X_2 の最初の演算サイクルでは、IFFT部24から出力される複素信号 X_1 を選択し、次の演算サイクルからは、判定回路346から出力される複素信号 X_2 を選択して、振幅クリップ回路342に入力する。

【0052】

振幅クリップ回路342は、入力された複素信号(X_1 または X_2)から、閾値 V_t を越える振幅を抽出し、振幅クリップされた複素信号 $\text{clip}(X)$ をFFT回路343に出力する。

FFT回路343は、複素信号 $\text{clip}(X)$ をフーリエ変換し、 $\text{fft}(\text{clip}(X))$ を出力する。 $\text{fft}(\text{clip}(X))$ は、内積回路344でサブキャリアマップ情報Mと乗算され、演算結果($\text{clip}(X_2) * M$)が、IFFT回路345に入力される。IFFT回路345は、 $\text{fft}(\text{clip}(X_2) * M)$ を逆高速フーリエ変換し、演算サイクル毎に複素信号 X_2 を出力する。

【0053】

IFFT回路345から出力された複素信号 X_2 は、判定回路246と出力ゲート347に入力される。判定回路246は、複素信号 X_2 の振幅 $|X_2|$ を閾値 V_T と比較して、 $|X_2| > V_T$ であれば、複素信号 X_2 をセレクタ341に出力する。

【0054】

判定回路246は、各演算サイクルで、セレクタ341に出力された前演算サイクルの複素信号 X_2 を保持しており、 $|X_2| > V_T$ の間は、IFFT回路345から出力された新たな複素信号 X_2 をセレクタ341に出力し、 $|X_2| < V_T$ または $|X_2| = V_T$ となった場合は、前の演算サイクルと同じ複素信号 X_2 をセレクタ341に出力する。

【0055】

従って、一旦、条件 $|X_2| < V_T$ または $|X_2| = V_T$ が成立すると、IFFT回路345には、前サイクルと同じ $\text{fft}(\text{clip}(X_2) * M)$ が入力され、IFFT回路345は、前サイクルと同じ複素信号 X_2 を繰り返して発生することになる。

【0056】

出力ゲート347は、各演算サイクルでIFFT回路345で生成された複素信号 X_2 のうち、期間 T_s の最後の演算サイクルで生成された複素信号 X_2 を選択し、ピークファクタ低減された複素信号 X_2 として、ガードインターバル挿入・ウィンドウ設定部25に出力する。

【0057】

10

20

30

40

50

図16は、第2実施例のピークファクタ低減部30で得られたピークファクタ低減された複素信号 X_2 の振幅 $|X_2|$ と、誤差信号 $|X_2 - X_1|$ の振幅の1例を示す。

【0058】

第1のアルゴリズムによれば、演算回路334は、OFDMシンボル期間 T_s 毎に、複素信号 X_2 の演算を1回実行すればよいが、 X_2 の演算には複雑な逆行列計算が含まれる。一方、第2のアルゴリズムによれば、条件 $|X_2| < V_T$ または $|X_2| = V_T$ が成立する迄、入力複素信号を変えて、複素信号 X_2 の演算が、複数サイクルに亘って繰り返される。但し、第2のアルゴリズムは、逆行列計算が不要となるため、複素信号 X_2 の演算に、高速処理が可能なFFT部343とIFFT部345を適用できるという利点がある。

【0059】

ピークファクタ低減された複素信号 X_2 に生成には、上述した第1、第2アルゴリズム以外に、幾つかのアルゴリズムが考えられる。その1例として、ラグランジュの未定乗数法を用いた第3のアルゴリズムについて簡単に説明する。

第3のアルゴリズムでは、複素信号 X_1 と、複素信号 X_1 の振幅をクリップした複素信号 $\text{clip}(X_1)$ との差信号「 $X_1 - \text{clip}(X_1)$ 」を生成する。差信号「 $X_1 - \text{clip}(X_1)$ 」は、複素信号 X_1 に含まれる振幅が閾値 V_t を超過した信号成分を意味している。一方、基底となる複素指数関数 B に対して、係数ベクトル $C = (cr_0 + jci_0, cr_1 + jci_1, \dots)_T$ を導入し、 $X_1 - \text{clip}(X_1)$ を B と C の内積 $B \cdot C$ で近似的に表現する。 $B \cdot C$ の電力は、 $(cr_0^2 + ci_0^2) + (cr_1^2 + ci_1^2) + \dots$ である。

【0060】

ここで、複素信号 X_1 のNFFT個の標本点のうち、振幅が閾値 V_t を超過するものが K 個あったと仮定して、そのインデックスを $I(k)$ ($k = 1, 2, \dots, K$)とする。また、 K 個の標本点の全てにおいて、 $X_1 - \text{clip}(X_1) - B \cdot C = 0$ となるように、拘束条件を定義する。

拘束条件が複素数となっていることを考慮して、これを実部と虚部に分離すると、合計で $2K$ の方程式が得られる。実部の方程式を $Fr_k = 0$ ($k = 1, 2, \dots, K$)、虚部の方程式を $Fi_k = 0$ ($k = 1, 2, \dots, K$)とする。

【0061】

$$Fr_k = \text{Re}[X_1(I(k)) - \text{clip}(X_1(I(k))) - B(I(k)) \cdot C] = 0$$

$$Fi_k = \text{Im}[X_1(I(k)) - \text{clip}(X_1(I(k))) - B(I(k)) \cdot C] = 0$$

V_t の値にも依存するが、通常は、複素信号 X_1 に現れるピークの個数はそう多くはないため、条件式の数が変数の数よりも少なくなった場合、係数ベクトル C の値を決定できなくなる。そこで、ラグランジュの未定乗数 ar_k 、 ai_k ($k = 1, 2, \dots, K$)を導入して、上述した拘束条件の下で、電力 $(cr_0^2 + ci_0^2) + (cr_1^2 + ci_1^2) + \dots$ の値が極小値となる方程式を導出すると、次のようになる。

【0062】

$$L = (cr_0^2 + ci_0^2) + (cr_1^2 + ci_1^2) + \dots$$

$$- ar_1 Fr_1 - ar_2 Fr_2 - \dots - ar_K Fr_K$$

$$- ai_1 Fi_1 - ai_2 Fi_2 - \dots - ai_K Fi_K$$

$$dL/dcr_0 = 0, \quad dL/dcr_1 = 0, \quad \dots,$$

$$dL/dci_0 = 0, \quad dL/dci_1 = 0, \quad \dots,$$

$$dL/dar_1 = 0, \quad dL/dar_2 = 0, \quad \dots, \quad dL/dar_K = 0,$$

$$dL/dai_1 = 0, \quad dL/dai_2 = 0, \quad \dots, \quad dL/dai_K = 0$$

上記式は、係数ベクトル cr_k 、 ci_k と、ラグランジュの未定乗数 ar_k 、 ai_k に関する連立1次方程式になり、その解として係数ベクトル C の値が定まる。

【0063】

最後に、 X_1 から内積信号 $B \cdot C$ を引くことによって、ピークファクタ低減信号 $X_2 = X_1 - B \cdot C$ を得られる。ここで、 X_1 は、OFDMの原理から、複素指数関数 B を基底として成り立っている。従って、 X_2 も複素指数関数 B を基底としているため、第3のアルゴリズムも、第1、第2のアルゴリズムと同様、送波サブキャリアとなる周波数成分だ

10

20

30

40

50

けを適用して、ピークファクタ低減された複素シンボル信号を生成できる。

【0064】

以上、複素信号 X_2 の生成に適用可能な代表的なアルゴリズムを3通り説明した。 X_2 生成後の処理は、全てのアルゴリズムに共通であり、ガードインターバル挿入部25で、複素信号 X_2 に、サイクリックプレフィックスを挿入し、ウィンドウ処理を行う。サイクリックプレフィックスは、OFDMシンボルを形成する標本点の後半部からNCP個(=64)の標本点をコピーして、これをOFDMシンボルの前部に追加すればよい。これによって、OFDMシンボルの標本点は、NFFT+NCP個(=576)に増える。

【0065】

ウィンドウ処理は、異なるブロックを連結する際に、信号が不連続となることの影響を緩和するので、スペクトルの広がり防止に効果的である。しかしながら、サイクリックプレフィックス本来の効果が一部損なわれるため、システムによっては、ウィンドウ処理をしない場合もある。本実施例では、例えば、図17に示すように、テーパ比が5%のTukeyウィンドウを用いている。

【0066】

以上、直並列変換器22から出力された1つのブロックの処理について説明したが、同様の方法で32ブロック分のOFDMシンボルを生成し、送信スペクトルとCCDF(Complementary Cumulative Distribution Function)を評価した結果を図18~図21に示す。

図18は、第1実施例(第1アルゴリズム)における送信スペクトルとCCDFを示し、図19は、第2実施例(第2アルゴリズム)における送信スペクトルとCCDFを示している。

【0067】

送信スペクトルを示す図18(A)、図19(A)から明らかなように、第1、第2の何れのアルゴリズムの場合も、雑音スペクトルが送信スペクトルにマスクされており、送信帯域外への漏洩は認められない。また、CCDFを示す図18(B)、図19(B)から明らかなように、元の複素信号 $|X_1|$ では、ピークファクタが10dB以上であったのに対し、ピークファクタ低減処理された複素信号 $|X_2|$ では、ピークファクタが概ね7dBに制限されている。複素信号 $|X_2|$ は、信号品質劣化を表すEVM(Error Vector Magnitude)が4.2%程度であって、良好な信号品質となっている。

【0068】

本発明のOFDM変調装置から出力された複素信号 X_2 は、図1に示すRF送信部40に供給され、D/A変換装置10でアナログ信号に変換した後、周波数変換部42で、直交変調して無線周波数帯へアップコンバートされ、電力増幅器43で所定の電力に増幅して、アンテナに出力される。本発明では、送信信号のピークファクタが約3dB減少しているため、増幅出力を3dB(約2倍)上げて、電力増幅器43は飽和しない。

【図面の簡単な説明】

【0069】

【図1】本発明が適用されるOFDM変調装置の1例を示す図。

【図2】サブキャリアマップ情報Mの1例を示す図。

【図3】IFFT部24に供給される複素シンボル信号の1例を示す図。

【図4】IFFT部24から出力される複素信号 X_1 の実部(A)と虚部(B)の信号波形を示す図。

【図5】本発明によるピークファクタ低減部30の第1の実施例を示すブロック図。

【図6】逆DFT(Inverse Discrete Fourier Transform)行列Fの1例を示す図。

【図7】複素指数関数Bの1例を示す図。

【図8】図5の重みベクトル生成部32の構成を示す図。

【図9】図8のデッドゾーン回路312の入出力特性を示す図。

【図10】複素信号 X_1 の振幅波形の1例を示す図。

【図11】重みベクトル生成部32から出力される重みベクトルWの1例を示す図。

10

20

30

40

50

【図12】図5の複素信号生成部33の1実施例を示す図。

【図13】ピークファクタ低減部30の第2実施例を示す図。

【図14】振幅クリップ回路332から出力されるclip(X1)の振幅波形の1例を示す図。

【図15】演算回路334から出力される複素信号X2の振幅|X2|と誤差信号の振幅|X2 - X1|を示す図。

【図16】第2実施例のピークファクタ低減部30で得られた複素信号X2の振幅|X2|と、誤差信号|X2 - X1|の振幅の1例を示す図。

【図17】テーパ比が5%のTukeyウィンドウを示す図。

【図18】第1実施例(第1アルゴリズム)における送信スペクトルとCCDFを示す図

10

【図19】第2実施例(第2アルゴリズム)における送信スペクトルとCCDFを示す図

【符号の説明】

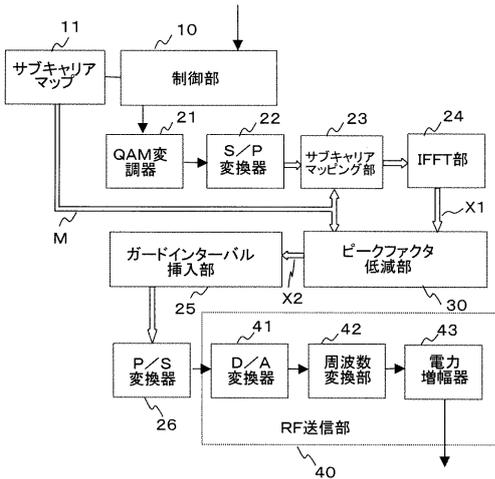
【0070】

10：制御部、11：サブキャリアマップ、21：QAM変調器、22：直並列(S/P)変換器、23：サブキャリアマッピング部、24：IFFT装置、25：ガードインターバル挿入部、26：並直列(P/S)変換器、30：ピークファクタ低減部、31：複素指数関数生成部、32：重みベクトル生成部、33：複素信号生成部、40：RF送信部、41：デジタルアナログ(D/A)変換装置、42：周波数変換部、43：電力増幅器、311：絶対値生成部、312：デッドゾーン回路、313：極大値検出部、314：利得回路、315：加算回路。

20

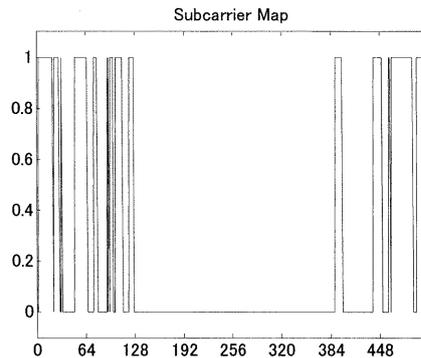
【図1】

図1 OFDM変調装置



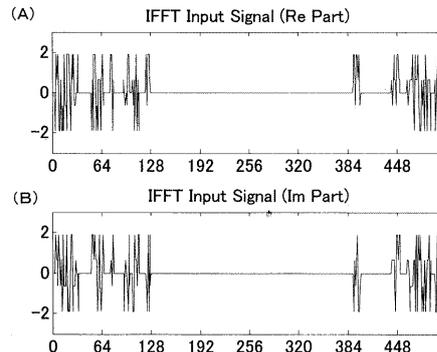
【図2】

図2 サブキャリアマップ情報 M



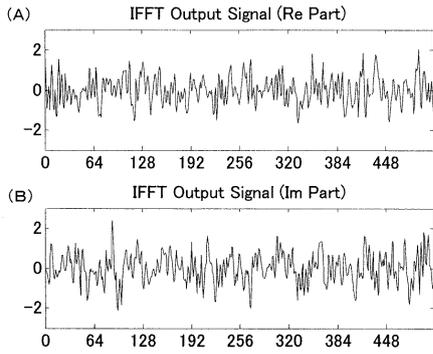
【図3】

図3 IFFTの入力



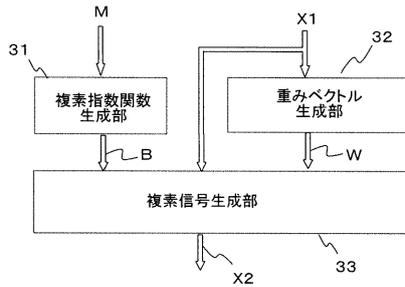
【 図 4 】

図4 複素信号 X1



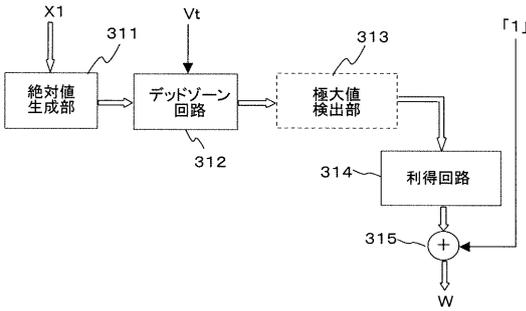
【 図 5 】

図5 ピークファクタ低減部 30



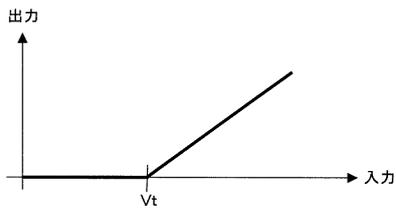
【 図 8 】

図8 重みベクトル生成部 31



【 図 9 】

図9 デッドゾーン回路の特性



【 図 6 】

図6 逆DFT行列 F

$$F = \begin{bmatrix} e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 1} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 3} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 5} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 7} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 3} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 1} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 7} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 5} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 5} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 7} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 1} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 3} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 7} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 5} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 3} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 1} \end{bmatrix}$$

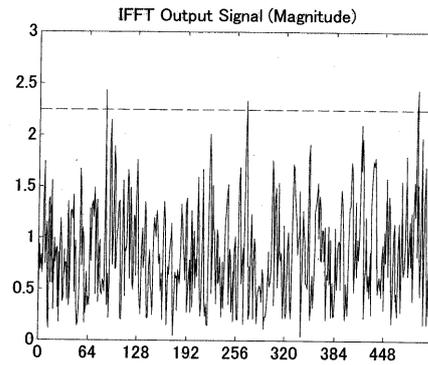
【 図 7 】

図7 複素指数関数 B

$$B = \begin{bmatrix} e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 1} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 7} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 3} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 8} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 5} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 0} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 5} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 3} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 6} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 4} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} \\ e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 7} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 2} & e^{\frac{j2\pi}{8} \cdot 1} \end{bmatrix}$$

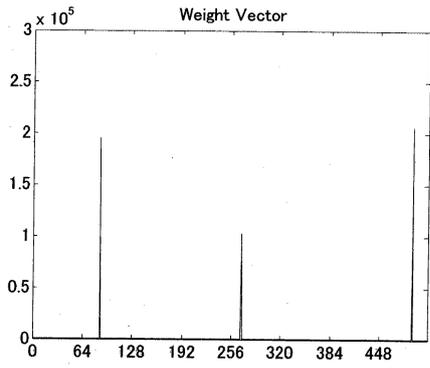
【 図 10 】

図10 複素信号 X1 の振幅成分



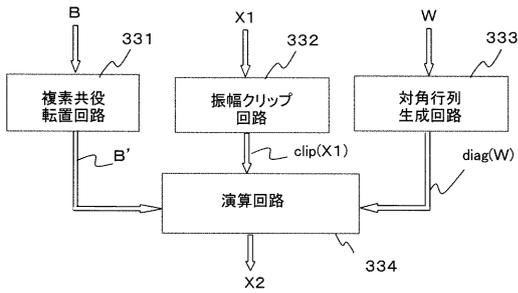
【図11】

図11 重みベクトルW



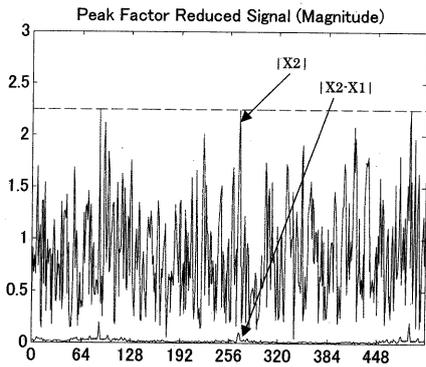
【図12】

図12 複素信号生成部 33



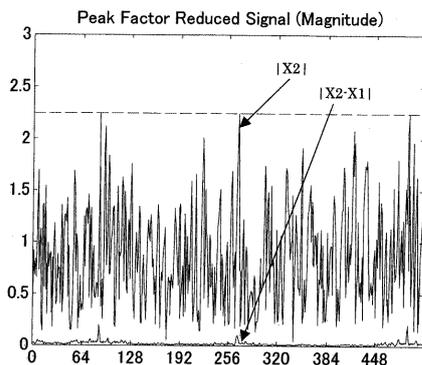
【図15】

図15 ピークファクタ低減された複素信号 X2(第1アルゴリズム)



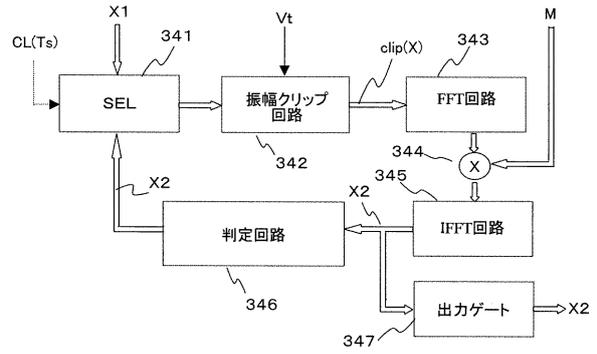
【図16】

図16 ピークファクタ低減された複素信号 X2(第2アルゴリズム)



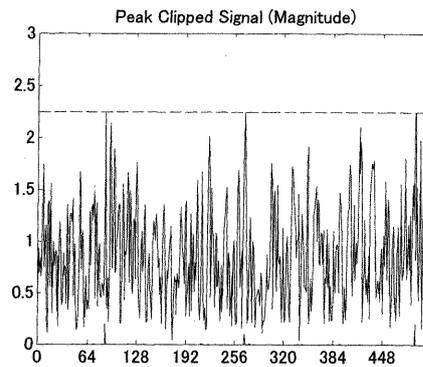
【図13】

図13 ピークファクタ低減部 30



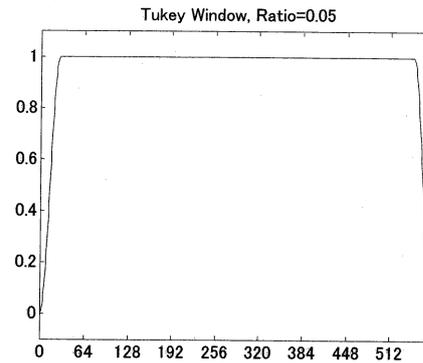
【図14】

図14 複素信号 X1 のピークをクリップした信号



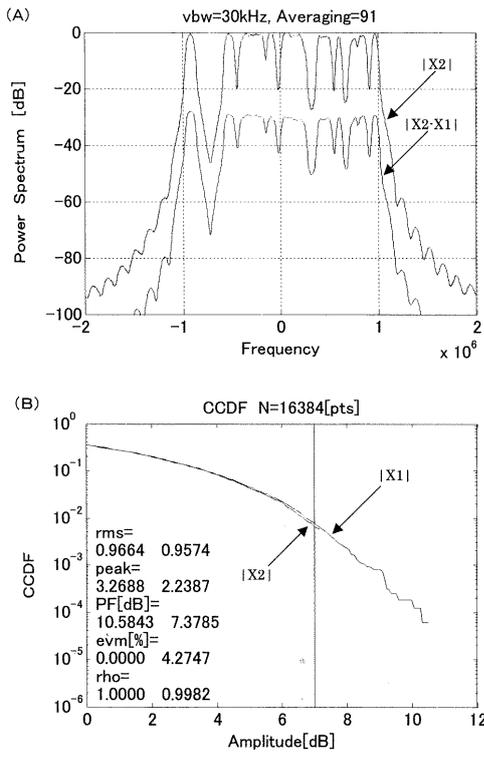
【図17】

図17 Tukey ウィンドウ(テーパ比 5%)



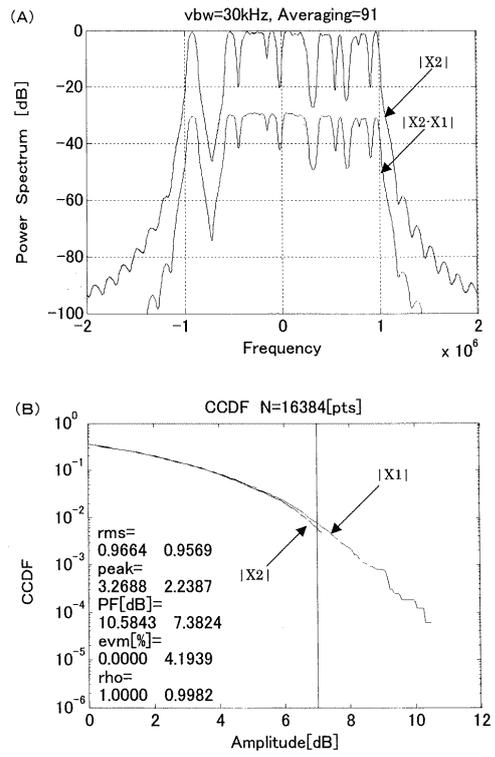
【 図 18 】

図18 送信スペクトルとCCDF(第1アルゴリズム)



【 図 19 】

図19 送信スペクトルとCCDF(第2アルゴリズム)



フロントページの続き

(72)発明者 村上 昌平

神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地 株式会社日立コミュニケーションテクノロジー キャリア
ネットワーク事業部内

(72)発明者 柳 健二

神奈川県横浜市戸塚区戸塚町216番地 株式会社日立コミュニケーションテクノロジー キャリア
ネットワーク事業部内

審査官 佐々木 洋

(56)参考文献 国際公開第2006/049136(WO, A1)

特開2008-078944(JP, A)

特開2004-179813(JP, A)

特開2008-104091(JP, A)

特表2010-504703(JP, A)

国際公開第2007/091434(WO, A1)

特表2007-520160(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00