

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6619234号
(P6619234)

(45) 発行日 令和1年12月11日(2019.12.11)

(24) 登録日 令和1年11月22日(2019.11.22)

(51) Int.Cl.		F I			
HO4L	27/26	(2006.01)	HO4L	27/26	100
HO4J	1/00	(2006.01)	HO4L	27/26	310
			HO4J	1/00	

請求項の数 6 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2016-2695 (P2016-2695)	(73) 特許権者	504132272
(22) 出願日	平成28年1月8日 (2016.1.8)		国立大学法人京都大学
(65) 公開番号	特開2017-123604 (P2017-123604A)		京都府京都市左京区吉田本町36番地1
(43) 公開日	平成29年7月13日 (2017.7.13)	(74) 代理人	100082762
審査請求日	平成30年12月26日 (2018.12.26)		弁理士 杉浦 正知
特許法第30条第2項適用	電子情報通信学会技術研究報告 vol. 115, no. 386, SRW2015-58, pp. 1-6, 2015年12月14日で発表	(74) 代理人	100123973
			弁理士 杉浦 拓真
		(72) 発明者	水谷 圭一
			京都府京都市左京区吉田本町36番地1
		(72) 発明者	原田 博司
			国立大学法人京都大学内
			京都府京都市左京区吉田本町36番地1
			国立大学法人京都大学内
		審査官	北村 智彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送信装置、送信方法および受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

様々な周波数帯域に存在する利用可能チャネルを束ねて伝送するチャネルアグリゲーションを採用し、変調方式として直交周波数分割多重(OFDM)、直交周波数分割多元接続(OFDMA)を含む時間軸シンボルをブロック毎に送信する方式を採用する送信装置において、

サブキャリアマッピング回路の後段に1または複数の周波数帯域と対応して1または複数の送信部が並列に設けられ、

前記送信部のそれぞれに1または複数のチャネルと対応して1または複数の送信処理部が並列に設けられ、

前記送信処理部は、高速逆フーリエ変換回路もしくは離散逆フーリエ変換回路とGIおよびオーバーラップマージン(OM)付加回路と時間軸ウィンドウ処理部を有し、

前記時間軸ウィンドウ処理部は、各チャネルにおいて要求されるスペクトラムマスクや送信電力に応じて、任意の時間軸窓関数を乗じ、各チャネル毎に帯域外輻射電力を抑圧するようになされ、

前記時間軸窓関数はその種類や窓遷移長を前記チャネル毎に任意に設定できるようになされた送信装置。

【請求項2】

前記時間軸ウィンドウ処理部は、ベースバンドにおける送信電力制御が可能な様に任意の信号振幅規格化係数を乗ずるようになされた請求項1に記載の送信装置。

【請求項 3】

複数の送信処理部を合成する合成回路を有し、合成回路の出力を無線または有線で送出する請求項 1 に記載の送信装置。

【請求項 4】

前記時間軸ウィンドウイング処理部に対して周波数シフト回路が接続され、前記周波数シフト回路によって、各チャンネルに合わせて周波数シフトをチャンネル毎に任意に設定する ようになされた請求項 1 に記載の送信装置。

【請求項 5】

様々な周波数帯域に存在する利用可能チャンネルを束ねて伝送するチャンネルアグリゲーションを採用し、変調方式として直交周波数分割多重 (OFDM)、直交周波数分割多元接続 (OFDMA) を含む時間軸シンボルをブロック毎に送信する方式を採用する送信方法において、

サブキャリアマッピング回路の後段に 1 または複数の周波数帯域と対応して 1 または複数の送信部が並列に設けられ、

前記送信部のそれぞれに 1 または複数のチャンネルと対応して 1 または複数の送信処理部が並列に設けられ、

前記送信処理部によって、高速逆フーリエ変換処理もしくは離散逆フーリエ変換処理と GI および OM 付加処理と時間軸ウィンドウイング処理を順次行うようになされ、

前記時間軸ウィンドウイング処理は、各チャンネルにおいて要求されるスペクトラムマスクや送信電力に応じて、任意の時間軸窓関数を乗じ、各チャンネル毎に帯域外輻射電力を抑圧するようになされ、

前記時間軸窓関数はその種類や窓遷移長を前記チャンネル毎に任意に設定できるようになされた送信方法。

【請求項 6】

様々な周波数帯域に存在する利用可能チャンネルを束ねて伝送するチャンネルアグリゲーションを採用し、変調方式として直交周波数分割多重 (OFDM)、直交周波数分割多元接続 (OFDMA) を含む時間軸シンボルをブロック毎に送信する方式を採用する受信装置において、

1 または複数の周波数帯域と対応して 1 または複数の受信部が並列に設けられ、

前記受信部のそれぞれに 1 または複数のチャンネルと対応して 1 または複数の受信処理部が並列に設けられ、

前記受信処理部は、GI 除去部と時間軸ウィンドウイング処理部と高速フーリエ変換回路を有し、

前記時間軸ウィンドウイング処理部は、各チャンネルにおいて要求されるスペクトラムマスクや送信電力に応じて、任意の時間軸窓関数を乗じ、各チャンネル毎に帯域外輻射電力を抑圧するようになされ、

前記時間軸窓関数はその種類や窓遷移長を送信側と同一に設定できるようになされた受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、効率的なチャンネルアグリゲーションを可能とする送信装置、送信方法および受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

通信容量の拡大のために、様々な周波数帯域に存在する利用可能チャンネルを束ねて伝送するチャンネルアグリゲーションが注目を集めている。IEEE 802.11ac などの無線 LAN システムや LTE-Advanced などのセルラシステム、また IEEE 802.11af などのホワイトスペース無線システムや、第 5 世代移動通信システム (5G システム) などで、チャンネルアグリゲーションに関連した国際標準規格の策定完了、または策定中

10

20

30

40

50

、および研究開発がすすめられている。

【 0 0 0 3 】

上述したシステムでは、変調方式として直交周波数分割多重 (O F D M : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) もしくはマルチユーザによる多元接続を可能とする O F D M である直交周波数分割多元接続 (O F D M A : Orthogonal Frequency Division Multiple Access) が採用されている。この O F D M (A) 方式では互いに直交するように並べられた多数のサブキャリアに複素変調シンボルがマッピングされ、その複素変調シンボル群を逆離散フーリエ変換することで時系列信号が導出され、無線送信用の送信 O F D M (A) シンボルが作成される。また伝搬遅延波の影響を抑圧するためにガードインターバル (G I) が送信 O F D M (A) シンボルに挿入される。受信側では、そのような O F D M (A) シンボルを離散フーリエ変換長だけ切り出したあとに離散フーリエ変換し、適切な伝搬路推定および等化を行うことで送信されたサブキャリアの複素変調シンボル群が導出され、復調などの受信処理を行う事で送信データが再現される。

10

【 0 0 0 4 】

O F D M (A) は、その高い周波数利用効率によって通信システムの伝送容量改善に大きく寄与してきたが、帯域外輻射電力が高いことや消費電力効率の面で課題が残されている。特に稠密端末環境やホワイトスペース二次利用環境などでは帯域外輻射電力の抑圧が非常に重要である。帯域外輻射電力を抑圧するためにはローパスフィルタ (L P F) が有効であり、L P F ベースの新物理層信号波形として U F - O F D M (Universal-filtered OFDM) や F B M C (Filter bank multicarrier) などが提案されている。しかし例えば無線 L A N や 4 G システムの一つである L T E (Long term evolution) では帯域内のガード帯域幅が両側に高々 0 . 2 5 MHz 程度しか残されていない。この狭いガード帯域以内で十分に帯域外輻射電力を抑圧する L P F を実装するためには大きな計算量規模が必要となる。

20

【 0 0 0 5 】

ところで無線 L A N や 5 G システムなどではチャンネルアグリゲーション (もしくはキャリアアグリゲーション、またはチャンネルボンディング) とよばれる、連続する、もしくは非連続の複数の伝送周波数チャンネルを束ねて、一つのシステムとして伝送する方式が導入されているまたは導入が検討されている。複数のチャンネルを束ねて伝送することで実効的な伝送帯域が広がるため、システムとしての伝送容量が増加する。

30

【 0 0 0 6 】

これまでの通信システムでは基本的に一意に割り当てられた帯域において周波数チャンネルを運用する形態がほとんどであった。しかしチャンネルアグリゲーションではスペクトラムマスクなど全く事情の違う離れた帯域のチャンネル同士を同時に束ねて利用する可能性が発生する。また、隣接もしくは近隣チャンネル同士のアグリゲーションを行う場合であっても、例えばライセンスバンドを二次利用する通信形態であるホワイトスペース通信においては、隣接チャンネルが一次利用者によって占有されているかいないかによって要求スペクトラムマスクが変化する場合もあり、異なるスペクトラムマスク条件のチャンネル同士を束ねて利用する場合もある。このような異なるスペクトラムマスク条件のチャンネルを複数利用する場合、それぞれのチャンネルにおける条件を満たす帯域外輻射抑圧性能を達成する複数の L P F を設計する必要が発生する。また、これらの L P F は設計条件によっては時間軸におけるフィルタ長が可変してしまうため、あるシステムフォーマットで定められた時間軸信号長を満足するためには送信シンボル生成処理が複雑もしくは困難となる。

40

【 0 0 0 7 】

本願発明者は、L P F を用いずに、O F D M (A) 信号を送信する O F D M (A) 信号送信装置に関し、ホワイトスペースなどの送信スペクトラム規定が厳しい運用周波数帯において O F D M (A) 無線通信を行う場合でも、帯域外輻射を十分に抑圧し、同じ帯域内もしくは異なる帯域における複数のチャンネルを束ねて伝送を行うチャンネルアグリゲーション適用時にも効率的な運用が可能なユニバーサル時間軸窓型直交周波数分割多重方式 (Universal time-domain windowed OFDM; U T W - O F D M) 方式を提案している (特許文献

50

1 参照)。OFDM(A)の帯域外輻射電力を時間軸窓で抑圧する手法は無線LANを中心に導入されているが、従来の要求スペクトラムマスクは厳しいものではなかったため、現在多く実装されている時間軸窓では稠密端末環境やホワイトスペース二次利用環境などにおいて隣接チャンネル使用時に影響が出る可能性が高い。UTW-OFDM方式では、従来多く使用されている時間軸窓における非常に短い窓長を、最大でシンボル長と同じ長さまで拡大することで、非常に大きな帯域外輻射電力抑圧効果を得ることができる。また、本発明では帯域外輻射抑圧処理を時間軸窓で行うため基本的には乗算処理で実現可能であり、周波数軸処理であるLPFベースの手法における畳み込み処理となって計算量が増加する問題を解決できる。また異なるスペクトラムマスク条件のチャンネルを束ねて伝送する場合であっても、それぞれのチャンネルに割り当てられた時間軸信号に個別に種類の異なるユニバーサルな時間軸窓(Universal Time-domain Window; UTW)を簡易に適応できる設計となっているため、システムに要求される信号時間長フォーマットを満足しつつ異なるチャンネル運用条件に対応できる効率的なチャンネルアグリゲーションを可能とする。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【特許文献1】特開2015-207834号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

20

厳しいスペクトラムマスクが課せられるチャンネルでの運用、または周波数利用効率を大幅に改善する必要があるチャンネルでの運用を実現するために、帯域外輻射を大幅に抑圧する必要があるが、周波数フィルタによる処理で実現する場合には計算量が増加する。また、複数チャンネルを束ねて一つのシステムとしてシステムとして伝送を行うチャンネルアグリゲーションの場合、束ねるチャンネルにおいて個々に要求されるスペクトラムマスクや送信電力、帯域幅などの条件が異なる場合に、周波数フィルタベースの方式では効率的な送信信号の生成が困難になる。

【0010】

したがって、本発明は、少ない計算量で帯域外輻射抑圧を実現可能とし、チャンネルアグリゲーション適用時にも各チャンネルにおいて帯域外輻射電力を効率的に抑圧可能な時間軸窓を用いて効率的なチャンネルアグリゲーションを実現可能とする送信装置、送信方法および受信装置を提供することにある。

30

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明は、様々な周波数帯域に存在する利用可能チャンネルを束ねて伝送するチャンネルアグリゲーションを採用し、変調方式として直交周波数分割多重(OFDM)、直交周波数分割多元接続(OFDMA)を含む時間軸シンボルをブロック毎に送信する方式を採用する送信装置において、

サブキャリアマッピング回路の後段に1または複数の周波数帯域と対応して1または複数の送信部が並列に設けられ、

40

送信部のそれぞれに1または複数のチャンネルと対応して1または複数の送信処理部が並列に設けられ、

送信処理部は、高速逆フーリエ変換回路もしくは離散逆フーリエ変換回路とGIおよびオーバーラップマージン(OM)付加回路と時間軸ウィンドウ処理部を有し、

時間軸ウィンドウ処理部は、各チャンネルにおいて要求されるスペクトラムマスクや送信電力に応じて、任意の時間軸窓関数を乗じ、各チャンネル毎に帯域外輻射電力を抑圧するようになされ、

時間軸窓関数はその種類や窓遷移長をチャンネル毎に任意に設定できるようになされた送信装置である。

本発明は、様々な周波数帯域に存在する利用可能チャンネルを束ねて伝送するチャンネルア

50

グリゲーションを採用し、変調方式として直交周波数分割多重（OFDM）、直交周波数分割多元接続（OFDMA）を含む時間軸シンボルをブロック毎に送信する方式を採用する送信方法において、

サブキャリアマッピング回路の後段に1または複数の周波数帯域と対応して1または複数の送信部が並列に設けられ、

送信部のそれぞれに1または複数のチャンネルと対応して1または複数の送信処理部が並列に設けられ、

送信処理部によって、高速逆フーリエ変換処理もしくは離散逆フーリエ変換処理とGIおよびOM付加処理と時間軸ウィンドウイング処理を順次行うようになされ、

時間軸ウィンドウイング処理は、各チャンネルにおいて要求されるスペクトラムマスクや送信電力に応じて、任意の時間軸窓関数を乗じ、各チャンネル毎に帯域外輻射電力を抑圧するようになされ、

時間軸窓関数はその種類や窓遷移長をチャンネル毎に任意に設定できるようになされた送信方法である。

本発明は、様々な周波数帯域に存在する利用可能チャンネルを束ねて伝送するチャンネルアグリゲーションを採用し、変調方式として直交周波数分割多重（OFDM）、直交周波数分割多元接続（OFDMA）を含む時間軸シンボルをブロック毎に送信する方式を採用する受信装置において、

1または複数の周波数帯域と対応して1または複数の受信部が並列に設けられ、

受信部のそれぞれに1または複数のチャンネルと対応して1または複数の受信処理部が並列に設けられ、

受信処理部は、GI除去部と時間軸ウィンドウイング処理部と高速フーリエ変換回路を有し、

時間軸ウィンドウイング処理部は、各チャンネルにおいて要求されるスペクトラムマスクや送信電力に応じて、任意の時間軸窓関数を乗じ、各チャンネル毎に帯域外輻射電力を抑圧するようになされ、

時間軸窓関数はその種類や窓遷移長を送信側と同一に設定できるようになされた受信装置である。

【発明の効果】

【0012】

複数のチャンネルを束ねて伝送するチャンネルアグリゲーションにおいて、周波数が離れたチャンネルにまたがって送信を行う場合や、束ねるチャンネルにおいて要求されるスペクトラムマスクや送信電力、帯域幅などの条件が異なる場合に、効率的な送信信号の生成が困難になる。少なくとも一つの実施形態によれば、本発明は各チャンネルにおける上記送信条件をそれぞれ満たす送信信号を一括的に生成することができる。なお、ここに記載された効果は必ずしも限定されるものではなく、この発明中に記載されたいずれの効果であってもよい。また、以下の説明における例示された効果によりこの発明の内容が限定して解釈されるものではない。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】本発明の一実施の形態の構成を示すブロック図である。

【図2】時間軸ウィンドウイング処理について説明するための略線図である。

【図3】本発明を適用したLTE信号の電力スペクトラム密度を示すグラフである。

【図4】帯域外輻射電力の抑圧性能を説明するためのグラフである。

【図5】本発明の一実施の形態の動作を示す周波数スペクトラムである。

【図6】シングルチャンネルの場合の送信装置の構成を示すブロック図である。

【図7】シングルチャンネルの場合の受信装置の構成を示すブロック図である。

【図8】LTE信号のビット誤り率評価のためのグラフである。

【図9】受信装置におけるユニバーサル時間軸窓の効果の説明に使用するグラフである。

【発明を実施するための形態】

10

20

30

40

50

【 0 0 1 4 】

以下、この発明を実施の形態について説明する。なお、以下に説明する一実施の形態は、この発明の好適な具体例であり、技術的に好ましい種々の限定が付されているが、この発明の範囲は、以下の説明において、特にこの発明を限定する旨の記載がない限り、これらの実施の形態に限定されないものとする。

【 0 0 1 5 】

一実施の形態は、OFDM方式の信号を送信するOFDM信号送信装置である。すなわち、送信信号を任意の周波数帯域、任意のチャンネル幅、任意のスペクトラムマスク、任意の電力で送信を可能とするOFDMもしくはOFDMAの様な時間軸シンボルをブロック毎に送信する通信装置である。図1は、本発明の一実施の形態の構成を示す。

10

【 0 0 1 6 】

送信バイナリデータはチャンネル符号化器2に供給され、チャンネル符号化される。チャンネル符号化器2の出力がインターリーブ回路3に供給され、インターリーブされる。インターリーブ回路3の出力が変調器4に供給され、複素信号へ変調される。物理層スケジューラ1のリソース制御情報(符号化パラメータ、インターリーブパラメータ、変調パラメータ)に従い、チャンネル符号化方式とその符号化率、適切なインターリーブ方式並びに適切な一次変調方式が選択される。

【 0 0 1 7 】

変調器4の出力がサブキャリアマッピング回路5に供給され、所望の周波数帯域における所望のチャンネルの、所望のサブキャリア位置となるように、該当ブランチに属する該当サブブランチの高速逆フーリエ変換(Inverse fast Fourier transform; IFFT)の入力にマッピングする。サブキャリアマッピング回路5に対して物理層スケジューラ1からアグリゲーション制御信号が供給される。

20

【 0 0 1 8 】

図1の構成では、M個のブランチに対応して並列に送信部 $B_1 \sim B_M$ が設けられている。送信部 B_1 には、X個のサブブランチに対応して並列に送信処理部 $SB_1 \sim SB_X$ が設けられ、送信部 B_2 には、Y個のサブブランチに対応して並列に送信処理部 $SB_1 \sim SB_Y$ が設けられ、送信部 B_M には、Z個のサブブランチに対応して並列に送信処理部 $SB_1 \sim SB_Z$ が設けられている。

【 0 0 1 9 】

送信部は互いに同様の構成を有し、送信処理部は互いに同様の構成を有している。例えばブランチ B_1 のサブブランチ SB_1 の構成について説明する。送信処理部はIFFT回路11によってOFDMシンボル単位で一括して逆フーリエ変換し、時間領域のベースバンドのOFDM信号(NativeOFDMシンボルと称する)を生成する。サンプリング周波数を FS 、NativeOFDMシンボル長を TF とすると、NativeOFDMシンボルの1周期は $N = TF \cdot FS$ サンプル点で表現される。

30

【 0 0 2 0 】

GIおよびOM付加回路12においてIFFT回路11の出力に対して伝搬遅延の影響を吸収するためのGIおよび隣接OFDMシンボルとのオーバーラップマージン(Overlap margin; OM)が挿入される。GIおよびOMは図2Aに示すようにそれぞれNativeOFDMシンボルの前後をコピーすることで生成する。これはNativeOFDMシンボルの周期性を利用して、連続性を崩さずにそのシンボル長を延長する操作に他ならない。

40

【 0 0 2 1 】

GIおよびOM付加回路12においてGIおよびOMが付加された後、時間軸ウィンドウイング処理部13において、時間軸ウィンドウイング処理がなされる。各チャンネルにおいて要求されるスペクトラムマスクや送信電力に応じて、任意の時間軸窓関数(Universal Time-domain Window; UTW)を乗じ、各サブブランチ毎に帯域外輻射電力を抑圧する。ここでの時間軸窓関数はチャンネル毎にその種類や窓遷移長を任意に設定できる他、ベースバンドにおける送信電力制御が可能な様に任意の規格化係数を乗じることができものである。時間軸窓の種類と窓遷移長と規格化係数の制御は例えば物理層スケジューラ1の

50

ような制御器によって制御される。さらに、時間軸ウィンドウイング処理のためのルックアップテーブル 20 によって時間軸ウィンドウイング処理の係数が規定される。

【 0 0 2 2 】

図 2 B は時間軸窓関数の一例を示す。Native OFDM シンボル (図 2 A) に対して時間軸窓関数 (図 2 B) を乗じる処理 (時間軸ウィンドウイング処理) の結果を図 2 C に示す。窓遷移長 (N_{TR}) は、実際に上述した時間軸窓関数に基づいてウィンドウイングを施す時間に相当するものである。この窓遷移長 (N_{TR}) が長いほど時間軸窓関数によりウィンドウイングが施される時間帯が長くなる。そして時間軸窓関数の形状は、傾斜がその分緩やかになる。これに対して、窓遷移長 (N_{TR}) が短いほど時間軸窓関数によりウィンドウイングが施される時間帯が短くなり、時間軸窓関数の形状は、傾斜がその分急峻になる。

10

【 0 0 2 3 】

下記の表 1 に示す LTE 信号を用いて計算機シミュレーションにより帯域外輻射電力抑圧性能を評価する。図 3 に 1 ブランチかつ 1 サブブランチのシステムの場合の LTE 信号の規格化電力スペクトラム密度 (Relative power spectrum density; Relative PSD) の Max-hold 値を示す。分解能帯域幅 (Resolution bandwidth; RBW) は 100 kHz とし、4 倍オーバーサンプリングにて評価を行った。また本評価ではユニバーサル時間軸窓としてレイズドコサイン窓関数を用いた。

【 0 0 2 4 】

【表 1】

Signal format	LTE Downlink (R. 8.0)
Air interface	OFDM
Channel bandwidth	5.0 MHz
Sampling frequency	7.58 MHz
FFT size N	512
GI rate (1st symbol)	160/2048
GI rate (otherwise)	144/2048
No. subcarriers / symbol	300
No. resource blocks / slot	25
No. slots / subframe	2
Occupied band	4.5 MHz
Guard band	0.25 MHz on both edges

20

30

【 0 0 2 5 】

図 3 に示すように、窓遷移長 (N_{TR}) が長くなるにつれてスペクトラムマスクに対する帯域外輻射が小さくなるのが分かる。時間軸ウィンドウイング処理を全く施さない場合 ($N_{TR} = 0$) の場合には、帯域外においてスペクトラムマスクを超える周波数成分が非常に大きいものに対して、時間軸ウィンドウイング処理をある程度施した場合には、OFDM 信号の帯域外の輻射電力が抑圧される。更に窓遷移長を長くすると、OFDM 信号の帯域外の輻射電力が更に抑圧される。図 3 より従来の OFDM 方式による LTE 信号には高い帯域外輻射電力が存在することがわかる。窓遷移長 N_{TR} を長くするにつれてその帯域外輻射電力は抑圧される。

40

【 0 0 2 6 】

50

図4に窓遷移長 N_{TR} を変化させた時のチャネル帯域端 (Band-edge)におけるRelative PSDのMax-hold値を示す。従来OFDMのBand-edgeにおけるRelative PSDが -17.8 (dB r / 100 kHz)であるのに対して、窓遷移長が第2~7シンボルにおけるGI長に相当する $N_{TR}/N = 36/512 = 0.07$ のとき -50.4 (dB r / 100 kHz)となり、 32.6 dBの改善が確認できる。さらに窓遷移長を延長し、 $N_{TR}/N = 128/512 = 0.25$, $N_{TR}/N = 256/512 = 0.5$, $N_{TR}/N = 512/512 = 1.0$ としたとき、Band-edgeにおけるRelative PSDはそれぞれ -72.9 , -84.5 , -94.9 (dB r / 100 kHz)を達成し、従来OFDMと比較して 55.1 , 66.7 , 77.1 (dB)抑圧性能を改善できることが示された。

【0027】

図1に戻って説明すると、時間軸ウィンドウイング処理部13の出力がシンボル連結部14に供給され、シンボル同士が連結される。隣接する他の第 $m-1$ シンボルおよび第 $m+1$ シンボルと組み合わせた状態を図2Cに示す。

【0028】

ブランチB1のサブブランチ $SB_1 \sim SB_X$ のそれぞれで形成された送信シンボルが周波数シフト回路15にて各チャネル運用周波数にあわせて任意に周波数シフトを行った後に、合成回路16にて時間軸で合成される。合成回路16の出力がD/Aコンバータ17によってアナログ信号に変換され、共通のRF回路18に供給され、アンテナ19を通じて送出される。RF回路18の送信電力は物理層スケジューラ1からの制御信号によって制御される。なお、シンボル連結部14と合成回路16の順序は逆でも良く、UTW適用後のシンボルを合成回路16によってサブブランチ内で合成してからまとめて一つのシンボル連結部14によってシンボル同士を連結する構成としても良い。また、図1では無線送信機の例を示しているが、アンテナの代わりに各種信号変換器を用いることで、例えば光ファイバ通信などの有線通信でも適用が可能である。

【0029】

上述したブランチ B_1 における処理と同様の処理が他の送信部 $B_1 \sim B_M$ のそれぞれにおいてなされる。図5は、動作の一例を示した図であり、周波数帯#1にブランチ B_1 が対応し、周波数帯#Mにブランチ B_M が対応している。また、各周波数帯においては、例えば周波数帯#1においては、チャンネル#1-1にサブブランチ SB_1 が対応し、チャンネル#1-Xにサブブランチ SB_X が対応している。例えばチャンネル#2-Yでは送信電力が小さいため、スペクトラムマスクを満たすために必要な帯域外輻射電力抑圧性能は小さくてもよいので、時間軸窓の長さや種類は大きな抑圧性能を持たないものを選択する。逆に要求されるスペクトラムマスクが厳しい場合はより抑圧性能の大きい時間軸窓および窓遷移長を選択する。なお、当然であるがIFFTの入力端子のうち部分的にマッピングを行わないことも可能であり、その場合はチャンネル#2-1のようにスペクトラムホールを形成可能である。また、各ブランチにおけるサブブランチ数は任意であり当然1つでも良い。さらにはブランチ数も任意であり、当然1つでもよく、1ブランチかつ1サブブランチのシステムはチャンネルアグリゲーションを行わないシングルチャネルの表現となる。

【0030】

図6は、シングルチャネルの場合の送信機の構成を示す。図1と対応する部分には、同一の参照符号を付している。

【0031】

また、図7にシングルチャネルの場合の受信機の構成を示す。チャンネルアグリゲーションの場合の受信機は、図7に示す構成がサブブランチに対応して並列に設けられて1ブランチの構成が形成され、さらに、ブランチの個数に対応して並列にブランチの構成が設けられる。

【0032】

以下、シングルチャネルの場合について説明する。最初にOFDM方式について説明する。OFDM方式は周波数利用効率が高く、LTEや無線LAN、地上デジタルテレビジョン放送ISDB-Tなどで広く採用されている通信方式である。 $x_{(m,n)}$ を第 m 番目シ

10

20

30

40

50

ンボルの第 n 番目サブキャリア信号とすると、数 1 で示される OFDM 送信シンボルは以下の数 2 のように生成できる。

【 0 0 3 3 】

【 数 1 】

$$\mathbf{s}_m^{\text{CP}} \in \mathcal{C}^{N+N_G}$$

【 0 0 3 4 】

【 数 2 】

$$\mathbf{s}_m^{\text{CP}} = \mathbf{F}_G^{-1} \mathbf{x}_m, \quad (1)$$

$$\mathbf{x}_m = [x_{(m,0)}, x_{(m,1)}, \dots, x_{(m,N-1)}]^T, \quad (2)$$

$$(\mathbf{F}_G^{-1})_{(g,q)} = \exp[j2\pi q(g - N_G)/N]. \quad (3)$$

【 0 0 3 5 】

ただし、 N はサブキャリア数、 N_G はガードインターバル (Guard interval; GI) に相当する時間サンプル数である。また、数 3 は GI 挿入を考慮した逆離散フーリエ変換 (IDFT) 行列であり、 $0 \leq g < N + N_G$ および $0 \leq q < N$ である。このようにひとつの OFDM シンボル内では連続した周期関数の性質を持つが、隣接シンボル間には不連続点が生じ、高い帯域外輻射電力を発生させる要因となる。

【 0 0 3 6 】

【 数 3 】

$$\mathbf{F}_G^{-1} \in \mathcal{C}^{(N+N_G) \times N}$$

【 0 0 3 7 】

次に UTW-OFDM 方式について説明する。この方式は OFDM 方式の高い帯域外輻射電力を効率良く抑圧するために、送受信機双方で時間軸窓処理を導入するものである。OFDM 方式で問題となる帯域外輻射電力の発生主な要因は、シンボル間に存在する不連続点である。UTW-OFDM 方式ではこのシンボル間の不連続点を時間軸窓によって連続化することで帯域外輻射電力を抑圧する。この時間軸窓関数による処理は IEEE 802.11 などをはじめ一般的に知られた手法ではあるが、極短い窓関数長であっても従来の無線システムで要求されるような比較的緩慢なスペクトラムマスクを達成するには十分であったため、窓関数長をユニバーサルに延長することによって帯域外輻射電力を極めて低いレベルまで抑圧するようなシステムはほとんど存在しない。UTW-OFDM 方式では、窓関数の種類および窓遷移長をユニバーサルに適応可変可能なアーキテクチャを提案し、窓遷移長を大きく設計することで得られる帯域外輻射電力抑圧性能を評価するとともに、トレードオフとして発生する ISI (Inter Symbol Interference) および ICI (Inter Carrier Interference) による受信品質劣化を改善する受信機構成を提案する。

【 0 0 3 8 】

図 6 に示す送信機において送信バイナリデータは物理層スケジューラ 1 のリソース制御情報に従い、適切な一次変調方式、チャネル符号化方式とその符号化率が選択され、適切なサブキャリアへとマッピングされる。マッピングされたサブキャリア信号は高速逆フーリエ変換 (IFFT) により時間軸 OFDM 信号 (Native OFDM シンボル) に変換される。サンプリング周波数を F_s 、Native OFDM シンボル長を T_F とすると、Native OFDM シンボルの 1 周期は $N = T_F F_s$ サンプル点で表現される。

【 0 0 3 9 】

その後伝搬遅延の影響を吸収するための GI および隣接 OFDM シンボルとのオーバーラップマージン (OM) が挿入される。GI および OM は図 2 A に示すようにそれぞれ Native OFDM シンボルの前後をコピーすることで生成する。これは Native OFDM シンボルの周期性を利用して、連続性を崩さずにそのシンボル長を延長する操作に他ならない。

10

20

30

40

50

N_G サンプルの G I、シンボル前に N_M サンプルおよびシンボル後に N_{M+1} サンプルずつの O M が挿入された第 m 番目の O F D M シンボル (数 4) は、数式 5 で表すことができる。

【 0 0 4 0 】

【 数 4 】

$$s_m \in \mathcal{C}^{N_{GM}}$$

【 0 0 4 1 】

【 数 5 】

$$s_m = F_{GM}^{-1} x_m \quad (4)$$

10

【 0 0 4 2 】

【 数 6 】

$$F_{GM}^{-1} \in \mathcal{C}^{N_{GM} \times N}$$

【 0 0 4 3 】

ただし、 $N_{GM} = N + N_G + 2 N_M + 1$ である。また、数 6 の項は、G I および O M 挿入を考慮した I F F T 行列であり、数 7 のように定義される。

【 0 0 4 4 】

【 数 7 】

$$(F_{GM}^{-1})_{(p,q)} = \exp [j2\pi q(p - N_G - N_M)/N]. \quad (5)$$

20

【 0 0 4 5 】

ただし $0 \leq p < N_{GM}$ である。この G I と O M を挿入した O F D M 信号に対して図 2 B に示す様なユニバーサル時間軸窓を数 9 の様に乗算することで第 m 番目 U T W - O F D M シンボル (数 8) を生成する。

【 0 0 4 6 】

【 数 8 】

$$s_m^{UTW} \in \mathcal{C}^{N_{GM}}$$

30

【 0 0 4 7 】

【 数 9 】

$$s_m^{UTW} = W^{UTW} F_{GM}^{-1} x_m. \quad (6)$$

【 0 0 4 8 】

ここで、数 10 はユニバーサル時間軸窓行列であり、 $\text{diag}(\)$ は対角行列化演算子、数 11 はユニバーサル時間軸窓ベクトルであり以下のように設計される。

【 0 0 4 9 】

【 数 10 】

$$W^{UTW} = \text{diag}(w^{UTW}) \in \mathcal{C}^{N_{GM} \times N_{GM}}$$

40

【 0 0 5 0 】

【 数 11 】

$$w^{UTW} \in \mathcal{C}^{N_{GM}}$$

【 0 0 5 1 】

【数 1 2】

$$\mathbf{w}^{\text{UTW}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}^{(N_{\text{M}}-N_{\text{TR}}/2) \times 1} \\ \mathbf{w}_{\text{TR}} \\ \mathbf{1}^{(N+N_{\text{G}}-N_{\text{TR}}+1) \times 1} \\ \mathbf{w}_{\text{TR}}^{\text{I}} \\ \mathbf{0}^{(N_{\text{M}}-N_{\text{TR}}/2) \times 1} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

10

【0 0 5 2】

ただし、 $0^{P \times Q}$ および $1^{P \times Q}$ はそれぞれ P 行 Q 列の零行列と要素がすべて 1 の行列である。また、数 1 3 および数 1 4 はそれぞれユニバーサル時間軸窓遷移ベクトル、逆遷移ベクトルおよび窓遷移長であり、数 1 5 の通り定義する。ただし、数 1 6 に示すレイズドコサイン窓関数以外の窓関数を用いる場合には数 1 5 の条件 (1 0) および (1 1) は必ずしも満足しなくてよい。

【0 0 5 3】

【数 1 3】

$$\mathbf{w}_{\text{TR}} \in \mathcal{C}^{N_{\text{TR}}} \quad (20)$$

20

【0 0 5 4】

【数 1 4】

$$\mathbf{w}_{\text{TR}}^{\text{I}} \in \mathcal{C}^{N_{\text{TR}}}, N_{\text{TR}}$$

【0 0 5 5】

【数 1 5】

$$\mathbf{w}_{\text{TR}} = [w_0, w_1, \dots, w_{N_{\text{TR}}-2}, w_{N_{\text{TR}}-1}]^{\text{T}}, \quad (8)$$

$$\mathbf{w}_{\text{TR}}^{\text{I}} = [w_{N_{\text{TR}}-1}, w_{N_{\text{TR}}-2}, \dots, w_1, w_0]^{\text{T}}, \quad (9)$$

30

$$[\mathbf{w}_{\text{TR}}, \mathbf{1}] + [\mathbf{1}, \mathbf{w}_{\text{TR}}^{\text{I}}] = \mathbf{1}^{(N_{\text{TR}}+1) \times 1}, \quad (10)$$

$$w_{N_{\text{TR}}/2} = \frac{1}{2}. \quad (11)$$

【0 0 5 6】

上記のユニバーサル時間軸窓遷移ベクトルは様々な関数によって実現することができ、例えばレイズドコサイン窓関数を適用する場合は下記の数 1 6 となる。

【0 0 5 7】

【数 1 6】

$$w_n = \sin^2 \left(\frac{n\pi}{2N_{\text{TR}}} \right). \quad (12)$$

40

【0 0 5 8】

最後に図 2 C に示す様に、隣接する U T W - O F D M シンボル前後の O M 区間が重なる様に結合し、U T W - O F D M 送信信号を生成する。生成した U T W - O F D M 送信信号は周波数シフト回路 1 5 によってベースバンドで信号の中心周波数を変換してもよい。

【0 0 5 9】

図 7 に U T W - O F D M 方式の受信機構成を示す。図 1 に示すチャネルアグリゲーションの構成と対応した構成の場合、1 または複数の周波数帯域と対応して 1 または複数の受

50

信部が並列に設けられ、受信部のそれぞれに1または複数のチャンネルと対応して1または複数の受信処理部が並列に設けられている。受信処理部は、GI除去部とISI/ICI抑圧処理部と高速フーリエ変換回路を有する。図7ではISI/ICI抑圧処理に時間軸ウィンドウイングを用いた場合の実装例を示しており、時間軸ウィンドウイング処理部は、各チャンネルにおいて要求されるスペクトラムマスクや送信電力に応じて、任意の時間軸窓関数を乗じ、各チャンネル毎に帯域外輻射電力を抑圧するようになされ、時間軸窓関数はその種類や窓遷移長を送信側と同一に設定できるようになされている。当然その他のISI/ICI抑圧処理方法を適用しても良い。

【0060】

図7はシングルチャンネルの構成である。アンテナ21で受信された信号がRF回路22を介して周波数シフト回路15に供給され、周波数シフトされた受信信号がフレーム同期抽出部23に供給され、受信側の処理のためのタイミング信号が形成される。この時周波数シフト量は当然0でもよい。タイミング信号がウィンドウイング係数発生部32に対して供給される。GI除去部24にてガードインターバルが除去されてから時間軸ウィンドウイング処理部25に供給される。

【0061】

時間軸ウィンドウイング処理部25の出力が高速フーリエ変換FFT(Fast Fourier transform)回路26に供給され、高速フーリエ変換される。FFT回路26の出力がチャンネル等化回路27を介してサブキャリアデマッピング回路28に供給される。サブキャリアデマッピング回路28の出力が復調回路29に供給され、復調回路29の出力がデインターリーブ回路30に供給される。デインターリーブ回路30の出力がチャンネル復号器31に供給され、チャンネル復号器31の出力に受信バイナリデータが取り出される。物理層スケジューラ33のリソース制御情報(復号化パラメータ、デインターリーブパラメータ、復調パラメータ)に従い、これらの処理が制御される。

【0062】

さらにISI/ICI抑圧処理に時間軸ウィンドウイングを用いた場合の受信側の処理について説明する。伝搬チャンネル行列を数17で示すものとし、 $n_{m,n}$ を第m番目シンボルの第n番目サンプルにおける平均0で分散が σ^2 のガウス雑音とすると、第m番目シンボル部分のUTW-OFDM受信信号(数18)は、数式19と表すことができる。

【0063】

【数17】

$$\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{N_{GM} \times N_{GM}}$$

【0064】

【数18】

$$\mathbf{r}_m \in \mathbb{C}^{N_{GM}}$$

【0065】

【数19】

$$\mathbf{r}_m = \mathbf{H}_m \left(\mathbf{s}_m^{\text{UTW}} + \mathbf{s}_m^{(-)} + \mathbf{s}_m^{(+)} \right) + \mathbf{n}_m, \quad (13)$$

$$\mathbf{n}_m = \left[n_{m, -(N_M + N_G)}, \dots, n_{m, 0}, \dots, n_{m, N + N_M} \right]^T, \quad (14)$$

【0066】

簡単のために送受信機間の伝搬チャンネルが周波数フラットな特性を持つとすると伝搬チャンネル行列は数式20と定義できる。

【0067】

10

20

30

40

【数 2 0】

$$\mathbf{H}_m = \text{diag}(\mathbf{h}_m). \quad (15)$$

$$\mathbf{h}_m = [h_{m, -(N_M+N_G)}, \dots, h_{m, 0}, \dots, h_{m, N+N_M}]^T \quad (16)$$

【0 0 6 8】

また、数式 2 1 および数式 2 2 はそれぞれ第 (m - 1) 番目シンボルおよび第 (m + 1) 番目シンボルから第 m 番目シンボルに漏れこむ I S I 成分であり、数式 2 3 と表現できる。

【0 0 6 9】

10

【数 2 1】

$$\mathbf{s}_m^{(-)} \in \mathcal{C}^{N_{GM}}$$

【0 0 7 0】

【数 2 2】

$$\mathbf{s}_m^{(+)} \in \mathcal{C}^{N_{GM}}$$

【0 0 7 1】

【数 2 3】

$$\mathbf{s}_m^{(-)} = \mathbf{W}_{(-)}^{UTW} \left[(\mathbf{F}_{(-)}^{-1})^T, \mathbf{0}^{N \times (N+N_G)} \right]^T \mathbf{x}_{m-1}, \quad (17)$$

20

$$\mathbf{s}_m^{(+)} = \mathbf{W}_{(+)}^{UTW} \left[\mathbf{0}^{N \times (N+N_G)}, (\mathbf{F}_{(+)}^{-1})^T \right]^T \mathbf{x}_{m-1}. \quad (18)$$

【0 0 7 2】

$\mathbf{F}_{(-)}^{-1}$ および $\mathbf{F}_{(+)}^{-1}$ は前後シンボルから漏れこむ I S I 成分を表現するための逆フーリエ変換行列であり、数式 2 4 とそれぞれ表現できる。ただし $N + N_G < p_{(-)} < N_{GM}$, および $0 < p_{(+)} < 2N_M + 1$ である。

【0 0 7 3】

30

【数 2 4】

$$(\mathbf{F}_{(-)}^{-1})_{(p_{(-)}, q)} = \exp [j2\pi q(p_{(-)} - N_G - N_M)/N], \quad (19)$$

$$(\mathbf{F}_{(+)}^{-1})_{(p_{(+)}, q)} = \exp [j2\pi q(p_{(+)} - N_G - N_M)/N]. \quad (20)$$

【0 0 7 4】

また、数式 2 5 および数式 2 6 は前後シンボルから漏れ込んだ部分のユニバーサル時間軸窓関数行列であり、数式 2 7 で表すことができる。

【0 0 7 5】

40

【数 2 5】

$$\mathbf{W}_{(-)}^{UTW} = \text{diag}(\mathbf{w}_{(-)}^{UTW}) \in \mathcal{C}^{N_{GM} \times N_{GM}}$$

【0 0 7 6】

【数 2 6】

$$\mathbf{W}_{(+)}^{UTW} = \text{diag}(\mathbf{w}_{(+)}^{UTW}) \in \mathcal{C}^{N_{GM} \times N_{GM}}$$

【0 0 7 7】

【数 2 7】

$$\mathbf{w}_{(-)}^{\text{UTW}} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}^{(N_{\text{M}} - N_{\text{TR}}/2) \times 1} \\ \mathbf{w}_{\text{TR}}^{\text{I}} \\ \mathbf{0}^{(N + N_{\text{G}} + N_{\text{M}} - N_{\text{TR}}/2 + 1) \times 1} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

$$\mathbf{w}_{(+)}^{\text{UTW}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}^{(N + N_{\text{G}} + N_{\text{M}} - N_{\text{TR}}/2 + 1) \times 1} \\ \mathbf{w}_{\text{TR}} \\ \mathbf{1}^{(N_{\text{M}} - N_{\text{TR}}/2) \times 1} \end{bmatrix}, \quad (22)$$

10

【0 0 7 8】

この第 m 番目シンボル部分の U T W - O F D M 受信信号 r_m に対してフレーム同期を行った後、その同期ポイントに合わせて調整した送信側と同じユニバーサル時間軸窓を乗算してからフーリエ変換を行うことでサブキャリア成分を抽出する。抽出された第 m 番目シンボルのサブキャリア信号ベクトル (数式 2 8) は数式 2 9 と表現することができる。

【0 0 7 9】

【数 2 8】

$$\mathbf{y}_m \in \mathcal{C}^N$$

20

【0 0 8 0】

【数 2 9】

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{FDW}^{\text{UTW}} \mathbf{r}_m. \quad (23)$$

【0 0 8 1】

ただし数式 3 0 はそれぞれフレーム同期 (ガードインターバル除去) 行列、受信側ユニバーサル時間軸窓行列およびフーリエ変換行列であり、数式 3 1 の通り定義する。

【0 0 8 2】

【数 3 0】

$$\mathbf{D} \in \mathcal{C}^{N_{\text{GM}} \times N}, \mathbf{F} \in \mathcal{C}^{N \times N}$$

30

【0 0 8 3】

【数 3 1】

$$\mathbf{D} = [\mathbf{0}^{(N_{\text{GM}} \times N_{\text{S}})}, \mathbf{I}^{(N)}, \mathbf{0}^{(N_{\text{GM}} \times (N_{\text{GM}} - N_{\text{S}} - N))}], \quad (24)$$

$$(\mathbf{F})_{(r,q)} = \exp[-j2\pi qr/N], \quad 0 \leq r < N, \quad (25)$$

【0 0 8 4】

ただし数式 3 2 は単位行列、 N_{S} はフレーム同期点である。この受信側のユニバーサル時間軸窓は隣接チャンネルからの I S I 成分と、この I S I 成分によってフーリエ変換対の直交性が崩れることで生じる I C I 成分の抑圧を目的とする I S I / I C I 抑圧処理の実装の一例であり他の干渉抑圧手法を適用しても良い。その後サブキャリア分割された受信信号はサブキャリア毎にチャンネル推定・等化を行い、デマッピングを行った後に I / Q 復調が行われ、最後にチャンネル復号を施して復調処理を完了する。

40

【0 0 8 5】

上述した U T W - O F D M 方式のビット誤り率 (Bit-error-rate; BER) 特性を計算機シミュレーションによって評価する。送信信号については表 1 に示す U T W - O F D M を適用した 5 M H z 帯域幅モードの L T E Downlink 信号とする。表 2 に計算機シミュレーション諸元を示す。変調方式は Q P S K : チャンネル符号化は畳み込みターボ符号化、その復号

50

は Max-Log MAP アルゴリズムを用いた。

【 0 0 8 6 】

【 表 2 】

System	LTE Downlink (see Table 1)
Modulation	QPSK
Channel coding	Convolutional turbo coding
Turbo decoding scheme	Max-Log MAP
Turbo decoding iteration	3 and 5
Transport block size	2624 bits
Available REs for PDSCH	6900 bits
UTW type	Raised-cosine window
Channel	AWGN

10

【 0 0 8 7 】

20

図 8 (a) および (b) にターボ復号反復回数 3 および 5 の場合における受信側のユニバーサル時間軸窓を用いない場合の B E R 特性を示し、また図 6 (c) および (d) にターボ復号反復回数 3 および 5 の場合における受信側のユニバーサル時間軸窓を用いる場合の B E R 特性をそれぞれ示す。また $E_b / N_0 = 2.4 \text{ dB}$ における B E R によって時間軸窓遷移長および受信側ユニバーサル時間軸窓の効果を比較評価した結果を図 9 に示す。 $N_{TR} = 0$ はユニバーサル時間軸窓の遷移長が 0 である状態、すなわち時間軸窓を適用しない従来 OFDM の結果である。ある E_b / N_0 において、 N_{TR} を増加させるとすべての場合において徐々に B E R は改善する。これは N_{TR} を増加させることにより、帯域外輻射電力が抑圧され、全送信電力に占める帯域内のデータ部分の送信電力が増加するためである。しかし、 $N_{TR} = 128$ 以上になると徐々に B E R が劣化する。これは帯域外輻射電力抑圧による送信電力効率改善効果よりも、ユニバーサル時間軸窓遷移長が長くなることで、隣接シンボルへ漏れ出す I S I 成分、およびそれによって発生する I C I 成分による受信品質の劣化が支配的になるためである。受信側ユニバーサル時間軸窓を導入することで、この I S I 成分および I C I 成分を緩和することが可能となり、ターボ復号反復回数 5、 $N_{TR} = 512$ の場合において B E R を約 10 倍程度改善できることがわかる。同条件で従来 OFDM ($N_{TR} = 0$) と UTW - OFDM ($N_{TR} = 512$) とを比較すると、B E R が 10^{-6} を達成する所要 E_b / N_0 は高々 0.1 dB 程度しか差がない。提案 UTW - OFDM 方式は、この所要 E_b / N_0 の差約 0.1 dB と引き換えに、Band-edge における帯域外輻射電力を約 7.5 dB 改善することが可能であり、非常に大きな有効性があるといえる。また UTW - OFDM は本質的には従来 OFDM と同じ信号発生原理であり、非常に

30

40

【 0 0 8 8 】

以上、この発明の実施の形態について具体的に説明したが、上述の各実施の形態に限定されるものではなく、この発明の技術的思想に基づく各種の変形が可能である。

【 符号の説明 】

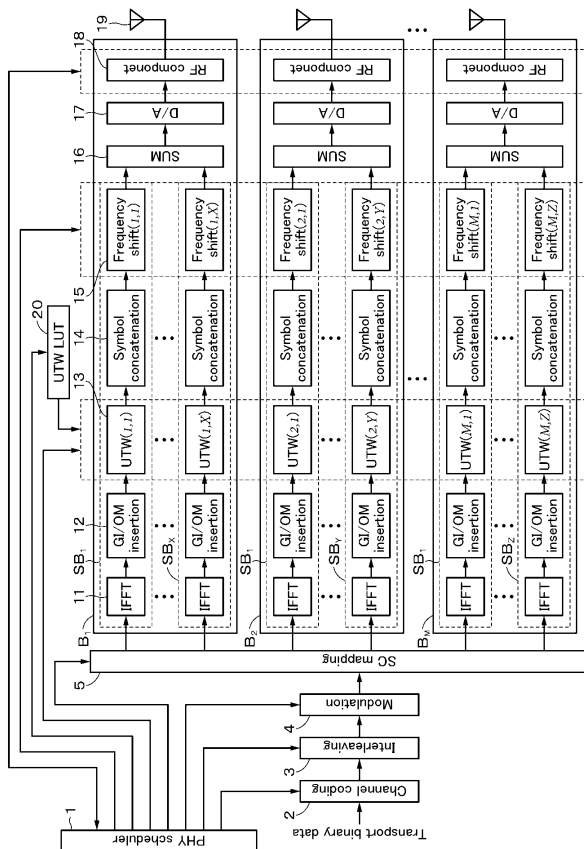
【 0 0 8 9 】

- 1 物理層スケジューラ
- 2 チャネル符号化器
- 3 インターリーブ回路

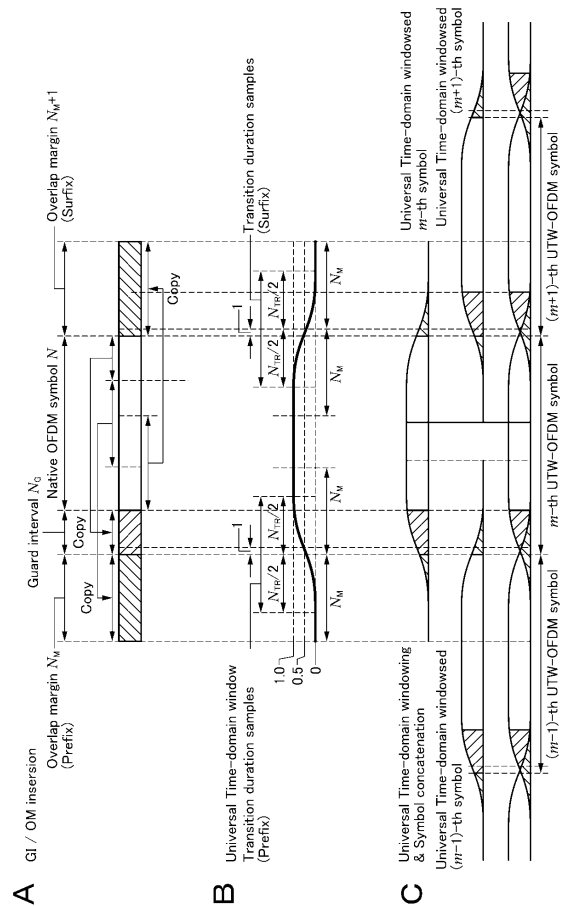
50

- 4 変調器
- 5 サブキャリアマッピング回路
- $B_1 \sim B_M$ 送信部
- $SB_1 \sim SB_X$ 送信処理部
- 11 IFFT回路
- 12 GIおよびOM付加回路
- 13 時間軸ウィンドウイング処理部
- 25 時間軸ウィンドウイング処理部
- 26 FFT回路

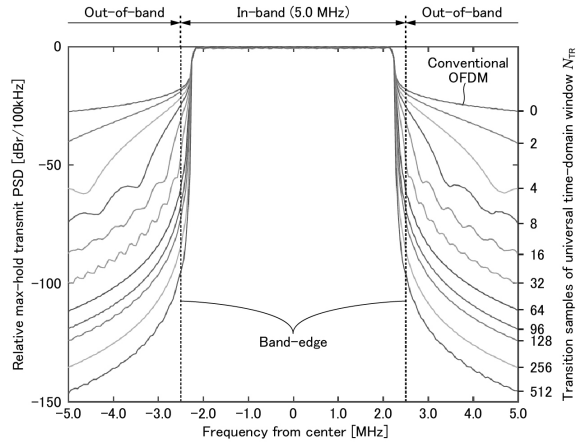
【図1】



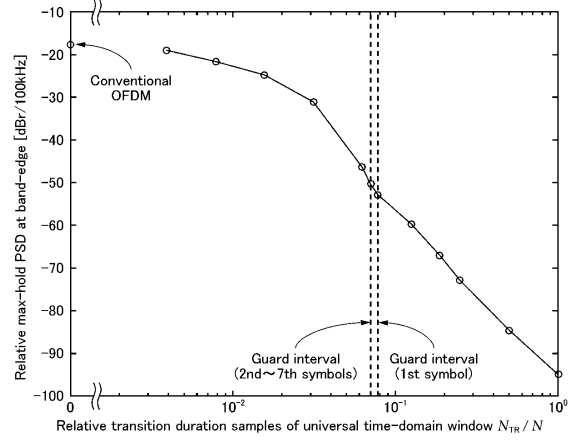
【図2】



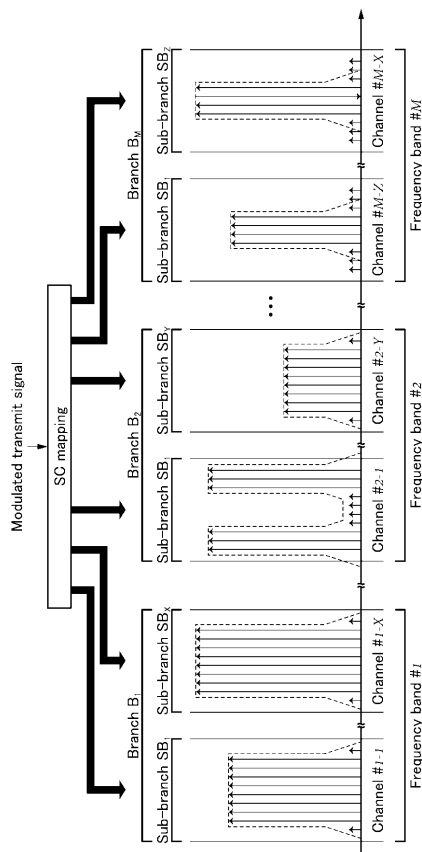
【 図 3 】



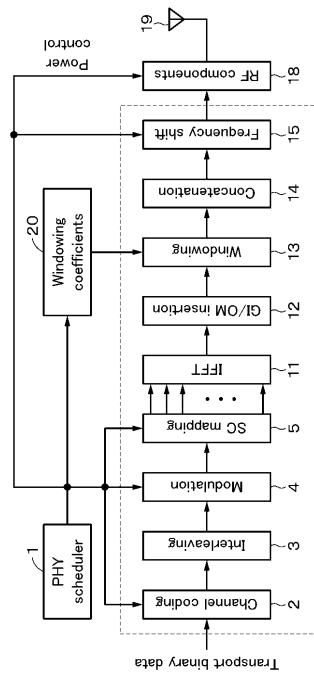
【 図 4 】



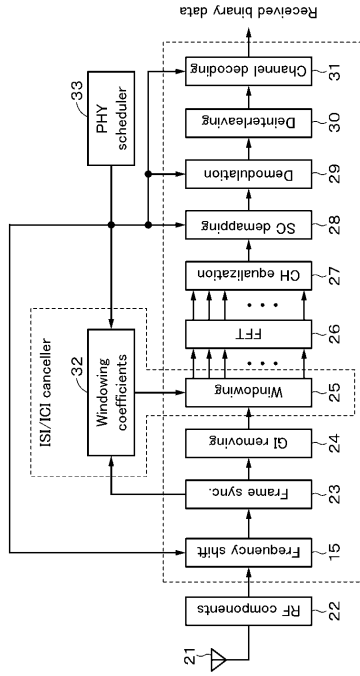
【 図 5 】



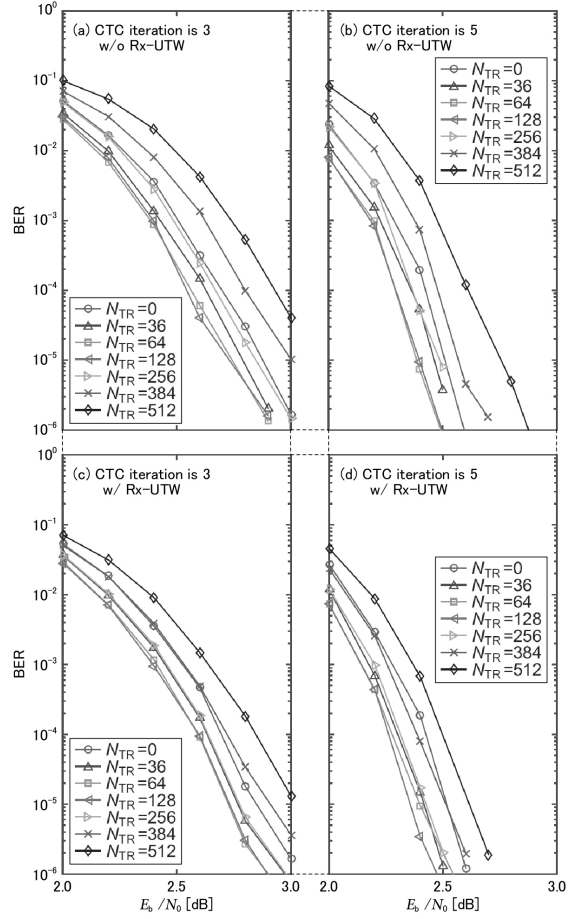
【 図 6 】



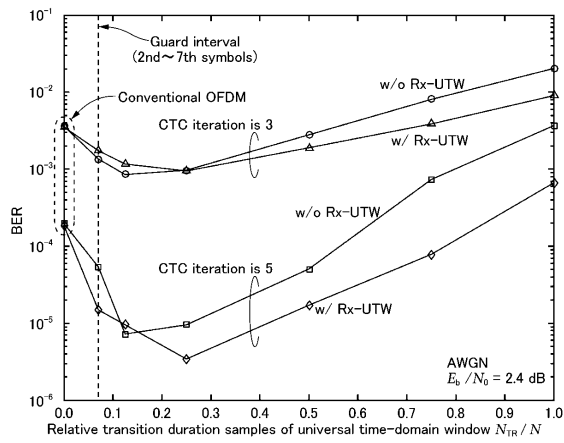
【 7 】



【 8 】



【 9 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 国際公開第2012/090327(WO, A1)
特開2015-207834(JP, A)
国際公開第2014/108947(WO, A1)
水谷 圭一, 原田 博司, ユニバーサル時間軸窓型直交周波数分割多重方式, 電子情報通信学会
技術研究報告 Vol. 115 No. 386 IEICE Technical Report, 2015年12月1
4日, vol.115, no.386, pp.1-6

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/26
H04J 1/00
IEEE Xplore
3GPP TSG RAN WG1-4
SA WG1-2
CT WG1