

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2024年2月15日(15.02.2024)



(10) 国際公開番号

WO 2024/034409 A1

(51) 国際特許分類:

H04L 27/26 (2006.01) H04B 1/04 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2023/027477

(22) 国際出願日: 2023年7月27日(27.07.2023)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:

特願 2022-127879 2022年8月10日(10.08.2022) JP

(71) 出願人: 国立大学法人京都大学 (KYOTO UNIVERSITY) [JP/JP]; 〒6068501 京都府京都市左京区吉田本町3番地1 Kyoto (JP).

(72) 発明者: 水谷 圭一 (MIZUTANI, Keiichi); 〒6068501 京都府京都市左京区吉田本町3番地1 国立大学法人京都大学内 Kyoto (JP). 原田 博司 (HARADA, Hiroshi); 〒6068501 京都府京都市左京区吉田本町3番地1 国立大学法人京都大学内 Kyoto (JP). 市

川 遊 (ICHIKAWA, Yuu); 〒6068501 京都府京都市左京区吉田本町3番地1 国立大学法人京都大学内 Kyoto (JP).

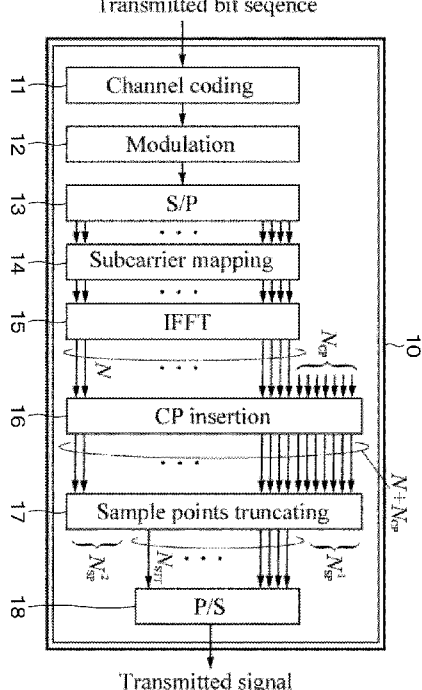
(74) 代理人: 弁理士法人杉浦特許事務所, 外 (SUGIURA PATENT OFFICE et al.); 〒1710022 東京都豊島区南池袋1-1-11 カドラービル402 Tokyo (JP).

(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MU, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK,

(54) Title: TRANSMISSION DEVICE, TRANSMISSION METHOD, RECEPTION DEVICE, AND RECEPTION METHOD

(54) 発明の名称: 送信装置及び送信方法、受信装置及び受信方法

図3



(57) Abstract: Provided is a transmission device that is compatible with preexisting systems and can increase transfer efficiency. An orthogonal frequency division multiplexing transmission device comprising: a redundancy signal adding circuit that adds a redundancy signal of a prescribed number of sample points to a plurality of sample points of the output from an IFFT circuit or an IDFT circuit; and a sample point truncating circuit that discards a prescribed number of sample points from each of the front end and the rear end of the output from the redundancy signal adding circuit, wherein the transmission device is configured such that an output symbol of the sample point truncating circuit is transferred.

(57) 要約: 従来方式と互換性を有し、伝送効率を向上することができる送信装置を提供する。直交周波数分割多重方式の送信装置において、IFFT回路もしくはIDFT回路の出力の複数のサンプリング点に対して所定数のサンプリング点の冗長信号を付加する冗長信号付加回路と、冗長信号付加回路の出力の前端及び後端のそれぞれから所定数のサンプリング点を切り捨てるサンプリング点切り捨て回路とを備え、サンプリング点切り捨て回路の出力シンボルを伝送するようにした送信装置である。

SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,
UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, CV, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SC, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, ME, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第21条(3))

明 細 書

発明の名称：送信装置及び送信方法、受信装置及び受信方法

技術分野

[0001] 本発明は、次世代移動通信システムにおいて使用することが可能な送信装置及び送信方法、受信装置及び受信方法に関する。

背景技術

[0002] OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 方式は、現在の通信方式の主流として、無線LAN (Local Area Network)、4G (4th Generation: 第4世代移動通信システム)、5G (5th Generation: 第5世代移動通信システム) 地上デジタル放送など、様々なシステムで採用されている。OFDM方式では、複数のサブキャリアを同時に伝送するマルチキャリア方式であり、周波数方向に並べた複数のサブキャリアの複素情報シンボルをIFFT (Inverse fast Fourier transform: 逆高速フーリエ変換) もしくはIDFT (Inverse discrete Fourier transform: 逆離散フーリエ変換) することで、その送信信号の時間波形を生成する。

[0003] OFDM方式をベースとした技術の一つとして、CP-OFDM方式が知られている。CP-OFDM方式においては、時間波形にガードインターバル (CP (Cyclic Prefix): サイクリックプレフィクス) と呼ばれる時間的冗長区間を追加したOFDMシンボルを複数連結して送信する。CP-OFDM方式では、OFDMシンボルの後端からの一定時間分のデータをCPとしてOFDMシンボルの先頭に挿入することで、キャリア間干渉 (ICI: Inter-Carrier Interference) を抑制できる。

[0004] 受信側では、複数連結されたOFDMシンボルを一つずつ処理する。各OFDMシンボルからガードインターバルを取り除き、残った信号区間をFFT (fast Fourier transform: 高速フーリエ変換) もしくはDFT (discrete Fourier transform: 離散フーリエ変換) することで、周波数領域の各サブキャリア信号の複素情報シンボルを復元する。送信側でIFFTもしくはI

D F T、受信側で F F T もしくは D F T を実施することで、各サブキャリアは直交関係が保たれるため、キャリア間干渉は発生せず、複数の複素情報シンボルを同時に干渉なしに伝送することができる。

[0005] 現在、6 G (6th Generation : 第 6 世代移動通信システム) やそれ以降の通信システムの通信方式に採用する新しい通信方式の開発が世界的に実施されているが、O F D M 方式以上に高効率に伝送可能な通信方式は中々発明されておらず、4 G 以降 O F D M 方式が採用され続けている現状がある。また、互換性を考えると、O F D M 方式をベースにしつつ、伝送効率を改善できる新たな方式が要請されている。

[0006] 伝送レートを高くするために、シンボル端の切り捨てを用いた方式としてゼロパディング (Z P -) O F D M 方式が非特許文献 1 に記載されている。この方式は、C P の区間にゼロデータを挿入する方式である。

先行技術文献

非特許文献

[0007] 非特許文献 1 : F. Schaich, T. Wild, and Y. Chen, “Waveform contenders for 5G- Suitability for short packet and low latency transmissions,” IEEE VTC2014-Spring, pp. 1-5, May 2014.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] Z P - O F D M 方式では、切り捨て区間をガードインターバル (G I) として残しているために送信時間を短縮することができない問題があった。本発明は、O F D M 方式の伝送効率をさらに改善させるために、O F D M シンボルの一部を切り捨て、ガードインターバル区間を残さずに複数の O F D M シンボルを連結することによって、時間的効率を改善し、伝送速度の向上を図るようにしたものである。

[0009] したがって、本発明の目的は、O F D M 方式の伝送効率をさらに改善することができる送信装置及び送信方法、受信装置及び受信方法を提供すること

にある。

課題を解決するための手段

[0010] 本発明は、直交周波数分割多重方式の送信装置において、

ＩＦＦＴ回路もしくはＩＤＦＴ回路の出力の複数のサンプリング点に対して所定数のサンプリング点の冗長信号を付加する冗長信号付加回路と、

冗長信号付加回路の出力の前端及び後端のそれぞれから所定数のサンプリング点を切り捨てるサンプリング点切り捨て回路とを備え、

サンプリング点切り捨て回路の出力シンボルを伝送するようにした送信装置である。

また、本発明は、直交周波数分割多重方式の送信方法において、

冗長信号付加処理によって、ＩＦＦＴ回路もしくはＩＤＦＴ回路の出力の複数のサンプリング点に対して所定数のサンプリング点の冗長信号を付加し、

サンプリング点切り捨て処理によって、冗長信号が付加されたシンボルの前端及び後端のそれぞれから所定数のサンプリング点を切り捨て、

サンプリング点が切り捨てられたシンボルを伝送する送信方法である。

さらに、本発明は、直交周波数分割多重方式の受信装置において、

受信されたシンボルに対して、送信側で切り捨てられた数と等しい数のゼロのサンプリング点を挿入するゼロ挿入回路と、

ゼロ挿入回路の出力から冗長信号を除去する冗長信号除去回路と、

冗長信号除去回路の出力をフーリエ変換するフーリエ変換回路を備えた受信装置である。

さらに、本発明は、直交周波数分割多重方式の受信方法において、

ゼロ挿入処理によって、受信されたシンボルに対して、送信側で切り捨てられた数と等しい数のゼロのサンプリング点を挿入し、

冗長信号除去処理によって、ゼロのサンプリング点が挿入されたシンボルから冗長信号を除去し、

ＦＦＴ回路もしくはＤＦＴ回路によって、冗長信号が除去された出力をＦ

F TもしくはD F Tする受信方法である。

発明の効果

[0011] 本発明によれば、従来のO F D M方式と互換性があり、スループットを改善することができる。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

- [0012] [図1]図1はC P－O F D M方式の送信機の構成を示すブロック図である。
- [図2]図2はC P－O F D M方式の受信機の構成を示すブロック図である。
- [図3]図3は本発明の一実施形態の送信機の構成を示すブロック図である。
- [図4]図4 A及び図4 BはC P－O F D M方式のシンボルの構成及び本発明の一実施形態のシンボルの構成を説明するための略線図である。
- [図5]図5 A、図5 B及び図5 CはC P－O F D M方式、Z P－O F D M方式並びに本発明の一実施形態の説明に用いるタイミングチャートである。
- [図6]図6は本発明の一実施形態の受信機構成を示すブロック図である。
- [図7]図7はビット誤り率の評価のためのグラフである。
- [図8]図8はビット誤り率の評価のためのグラフである。
- [図9]図9はビット誤り率の評価のためのグラフである。
- [図10]図10は本発明により達成可能な最大スループットを各M C Sについて示すグラフである。
- [図11]図11は最適なM C Sと N_{sp} を適応的に選択できる場合のスループット特性を評価するためのグラフである。
- [図12]図12は最適なM C Sと N_{sp} を適応的に選択できる場合のスループット特性を評価するためのグラフである。
- [図13]図13は最適なM C Sと N_{sp} を適応的に選択できる場合のスループット特性を評価するためのグラフである。

発明を実施するための形態

[0013] 以下、この発明の一実施形態について説明する。なお、以下に説明する一実施形態は、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、これらの実施形態に限定されないものとする。

[0014] 最初に、現行の5Gをはじめ多くの無線通信システムで採用されている、従来のCP-OFDM方式について説明する。図1にCP-OFDM方式の送信機100の構成を示す。送信信号がチャネル符号化回路101に供給され、通信路符号化処理がなされる。チャネル符号化回路101の出力系列が変調回路102により変調され、複素シンボルが得られる。次に、得られた複素シンボルが直列並列変換回路103によって並列化される。

[0015] 直列並列変換回路103の出力信号がサブキャリアマッピング回路104にて参照信号と併せて周波数領域へマッピングされる。サブキャリアマッピング回路104の出力がIFFT回路105によって、IFFTもしくはIDFTが施される。IFFT回路105から出力されるN個のサンプリング点がCP挿入回路106に供給され、冗長信号としてのCP (Cyclic Prefix) が挿入され、CP挿入回路106の出力にCP-OFDMシンボルが生成される。CPのサンプリング点数は N_{CP} である。CP-OFDMシンボルが並列直列変換回路107によって直列化されて伝送路に送出される。例えばOFDMシンボルの後端からの一定時間分のデータをサイクリックプレフィクスとしてOFDMシンボルの先頭に挿入する。

[0016] 数1で示される第m番目のCP-OFDMシンボルは、数2 (式(1)) のように表される。Nはサブキャリア数である。

[0017] [数1]

$$\mathbf{s}_m \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

[0018] [数2]

$$\mathbf{s}_m = \mathbf{C}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{x}_m \quad (1)$$

[0019] 但し、数2 (式(1)) において、 $\mathbf{x}_m$ は、周波数軸で表される変調サブキ

ャリアシンボルであり、数3で表され、逆離散フーリエ変換行列は、数4で表される。

[0020] [数3]

$$\mathbf{x}_m = [x_{(m,0)}, \dots, x_{(m,N-1)}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

[0021] [数4]

$$\mathbf{F}^{-1} \in \mathbb{C}^{N \times N}$$

[0022] IDFT行列の要素は数5で表される。

[0023] [数5]

$$F^{-1}(p, q) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{j2\pi pq}{N}\right)$$

$$0 \leq p < N$$

$$0 \leq q < N$$

[0024] また、CP挿入行列は、数6及び数7で表される。 N_{cp} はCPに相当する時間サンプル数である。数7中の数8の項は、要素が全て0の*i*行*j*列の行列であり、 $\mathbf{I}_N$ は、*N*行*N*列の単位行列である。

[0025] [数6]

$$\mathbf{C} = [\mathbf{G}^T, \mathbf{I}_N^T]^T \in \mathbb{Z}^{(N+N_{cp}) \times N}$$

[0026] [数7]

$$\mathbf{G} = [\mathbf{0}_{N_{cp} \times (N-N_{cp})}, \mathbf{I}_{N_{cp}}]$$

[0027] [数8]

$$\mathbf{0}^{i \times j}$$

[0028] 図2は、CP-OFDM方式の受信機200の構成を示す。受信信号が直列並列変換回路201に供給され、並列信号に変換される。直列並列変換回路201の出力（サンプリング点数が $N + N_{cp}$ ）がCP除去回路202に供給され、CPが除去される。CPが除去された受信信号がFFT回路203に供給されてFFTもしくはDFTが行われ、周波数領域にマッピングされた複素シンボルが得られる。受信シンボル列は、数9（式（2））で表される

[0029] [数9]

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{F}\mathbf{D}(\mathbf{C}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{x}_m + \mathbf{n}_m) \quad (2)$$

[0030] ここで、 $\mathbf{n}_m$ は、ゼロ平均複素ガウス雑音である。数9におけるCP除去行列は、数10で表される。

[0031] [数10]

$$\mathbf{D} = [\mathbf{I}_N, \mathbf{0}^{N \times N_{CP}}]^T \in \mathbb{Z}^{N \times (N + N_{CP})}$$

[0032] DFT行列は、数11で表され、その要素は、数12で表される。

[0033] [数11]

$$\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times N}$$

[0034] [数12]

$$F(p, q) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{-j2\pi pq}{N}\right)$$

[0035] FFT回路203の出力信号が並列直列変換回路204に供給されて直列化される。並列直列変換回路204の出力信号がチャネル推定及びチャネル等化回路205に供給される。チャネル推定及びチャネル等化回路205の出力信号がサブキャリアデマッピング回路206に供給され、サブキャリアデマッピング回路206の出力が復調回路207に供給される。復調回路207の出力がチャネル復号回路208に供給され、例えばLDPC符号の復号がなされて受信系列が得られる。

[0036] 次に、本発明の一実施形態について説明する。本発明の方式をSTT (Symbol-edges Truncating Transmission) - OFDM方式と称する。送信側では、CP-OFDMシンボルの一部のみを送信することによって、従来のOFDMの時間効率を向上することができる。受信機側では、送信されていない部分に0を補間してから通常のOFDM復調処理を行う。STT-OFDM方式を使用することでキャリア間干渉が発生する。しかしながら、LDPC符号のような強力な誤り訂正符号を用いることで、多少のシンボルの欠損があっても通信品質を維持できる。したがって、STT-OFDM方式では、CP-OFDM方式に比べて1シンボルあたりの送信エネルギーの削減が期

待できる。

[0037] 図3は、本発明の一実施形態の送信機10の構成を示す。上述したCP-OFDM方式と同様に、CP-OFDMシンボルを生成する。すなわち、送信信号がチャネル符号化回路11に供給され、チャネル符号化回路11の出力系列が変調回路12により変調され、複素シンボルが得られる。次に、複素シンボルが直列並列変換回路13によって並列化される。直列並列変換回路13の出力信号がサブキャリアマッピング回路14にて参照信号と併せて周波数領域へマッピングされる。

[0038] サブキャリアマッピング回路14の出力がIFFT回路15によって、IFFTもしくはIDFTが施される。IFFT回路15の出力がCP挿入回路16に供給され、CPが挿入され、CP挿入回路16の出力にサンプリング点数が $N + N_{cp}$ のCP-OFDMシンボルが生成される。このCP-OFDMシンボルは、上述した数2（式（1））で表すものである。

[0039] CP挿入回路16から出力されるCP-OFDMシンボルがサンプリング点切り捨て回路17に供給される。サンプリング点切り捨て回路17はCP-OFDMシンボルの先頭及び末尾のシンボル点（時間サンプリング点）を任意の数だけ切り捨てる。サンプリング点切り捨て回路17から出力されるSTT-OFDMシンボルが並列直列変換回路18において直列データに連結されて伝送路に送出される。

[0040] 図4AはCP挿入回路16の出力に得られるCP-OFDMシンボルを示す。CP-OFDMシンボルは、OFDMシンボルの前にCPが付加されたものである。サンプリング点切り捨て回路17は、図4Bに示すようにCP-OFDMシンボルの前後を任意の数のサンプリング点を切り捨ててSTT-OFDMシンボルを形成する。

[0041] 数13で示す第 m 番目のSTT-OFDMシンボルは、数14（式（3））で表される。また、数14（式（3））において、 $s(m, n)$ は、第 m 番目のSTT-OFDMシンボルの第 n 番目のサンプリング点である。

[0042]

[数13]

$$\mathbf{p}_m \in \mathbb{C}^{N_{\text{STT}} \times 1}$$

[0043] [数14]

$$\mathbf{p}_m = \left[S(m, N_{\text{SP}}^1), S(m, N_{\text{SP}}^1 + 1), \dots, S(m, N - N_{\text{SP}}^2 - 1) \right]^T \quad (3)$$

[0044] サンプリング点切り捨て回路 17 によって切り捨てられるサンプリング点は数 15 で表され、切り捨てられるサンプリング点の数は、数 16 で表される。数 15 で示されるように、切り捨てられるサンプリング点の数は、任意であり、CP（ガードインターバル区間）より短くても長くてもよい。また、切り捨てるサンプリング点の数は、前後の区間で等しいことは必要ではない。

[0045] [数15]

$$N_{\text{SP}}^l \quad (l = 1, 2)$$

[0046] [数16]

$$0 \leq \sum_l N_{\text{SP}}^l < N$$

[0047] STT-OFDMシンボルのサンプリング点数は、数 17 で表される。

[0048] [数17]

$$N_{\text{STT}} = N + N_{\text{CP}} - \sum_l N_{\text{SP}}^l$$

[0049] なお、数 18 の場合は、CP-OFDMシンボルと同じ信号波形を示す。

[0050] [数18]

$$N_{\text{SP}}^1 = N_{\text{SP}}^2 = 0$$

[0051] 図 5 A は CP-OFDMシンボルを例として 4 シンボル分連結した伝送信号を示す。図 5 B はシンボル端の切り捨てを用いた方式の一つとして知られるゼロパディング（ZP-）OFDM方式の例として 4 シンボル分連結した伝送信号を示す。本発明の一実施形態（STT-OFDM方式）では、図 5 C に示すように、所定数（図の例では 4 個）の生成された STT-OFDMシンボルが隙間なく連結される。ZP-OFDM方式では、切り捨てた区間

をガードインターバル（GI）として残しているのに対して、STT-OFDM方式では、ガードインターバル（GI）として残さずにSTT-OFDMシンボルを連結する。本発明の一実施形態はCP-OFDM方式及びZP-OFDM方式に比べ送信時間を短縮することができる。なお、本発明において、ガードインターバル区間を完全に削除せずに、スループットを向上できる範囲の長さの区間を残すようにしてもよい。

[0052] 受信側では欠損部分にゼロを挿入してからCP-OFDM方式と同様に送信情報を取り出す。一部分のみを伝送するために、受信側ではサブキャリア間の直交性が崩れキャリア間干渉が発生するが、ターボ符号やLDPC（Low-Density Parity-Check）符号などの誤り訂正符号技術を併用することでその影響を軽減することができる。

[0053] 図6は本発明の一実施形態における受信機20の構成例を示す。本図は複数のSTT-OFDMシンボルが連結された受信信号の先頭から、STT-OFDMシンボルを1つずつ順番に切り出し、その1つのSTT-OFDMシンボルを復調するための受信機構成を表している。受信信号から切り出した1つのSTT-OFDMシンボルが直列並列変換回路21に供給され、サンプリング点が N_{STT} の並列信号に変換される。直列並列変換回路21の出力がゼロ挿入回路22に供給され、送信側で切り捨てられた前後の区間にゼロが挿入される。ゼロ挿入回路22は、1 OFDMシンボルのサンプリング点の数を $N + N_{CP}$ とするようにゼロを挿入する。ゼロ挿入回路22の出力がCP除去回路23に供給され、CP（ガードインターバル区間）が除去される。CPが除去された受信信号がFFT回路24に供給されてFFTもしくはDFFTが行われ、周波数領域にマッピングされた複素シンボルが得られる。

[0054] FFT回路24の出力信号が並列直列変換回路25に供給されて直列化される。並列直列変換回路25の出力信号がチャネル推定及びチャネル等化回路26に供給される。チャネル推定及びチャネル等化回路26の出力信号がサブキャリアデマッピング回路27に供給され、サブキャリアデマッピング回路27の出力が復調回路28に供給される。復調回路28の出力がチャネ

ル復号回路 29 に供給され、例えば L D P C 符号の復号がなされて受信系列が得られる。

[0055] A W G N (Additive White Gaussian Noise) 環境下において、受信信号は数 19 (式 (4)) で表される。

[0056] [数19]

$$\mathbf{p}'_m = \mathbf{p}_m + \mathbf{n}'_m \quad (4)$$

[0057] 数 19 (式 (4)) において、数 20 はゼロ平均複素ガウス雑音を表す。

[0058] [数20]

$$\mathbf{n}'_m \in \mathbb{C}^{N_{\text{STT}} \times 1}$$

[0059] 送信側で切り捨てられたサンプリング点数は数 21 で表される。

[0060] [数21]

$$N_{\text{SP}}^l$$

[0061] ゼロ挿入回路 22 は受信信号に対して送信側で切り捨てられたサンプリング点数と等しい数のゼロを S T T - O F D M シンボル端に付加するゼロ補間を行う。その結果、数 22 で表される受信信号が得られる。この受信信号は数 23 (式 (5)) で表される。

[0062] [数22]

$$\mathbf{r}_m \in \mathbb{C}^{(N+N_{\text{CP}}) \times 1}$$

[0063] [数23]

$$\mathbf{r}_m = \left[\mathbf{0}^{1 \times N_{\text{SP}}^1}, (\mathbf{p}'_m)^T, \mathbf{0}^{1 \times N_{\text{SP}}^2} \right]^T \quad (5)$$

[0064] ゼロが補間された受信信号が C P - O F D M 方式と同様の受信信号処理がなされ、数 24 (式 (6)) で表される受信シンボル列が得られる。

[0065] [数24]

$$\mathbf{y}_m^{\text{P}} = \mathbf{F} \mathbf{D} \mathbf{r}_m \quad (6)$$

[0066] 次にチャネル等化及びチャネル推定を行い、復調を行った後に L D P C 符号の復号を行うことで受信系列が得られる。ここで L D P C 符号の復号には

、一般的に対数領域 Sum-Product 復号法が用いられる。

[0067] この復号法では、対数尤度比 ($\text{LLR} : \text{Log Likelihood Ratio}$) を用いる。 LLR の絶対値は雑音電力の大きさに反比例するため、高 SNR 環境では LLR の絶対値が非常に大きな値をとる。しかし、送信側で送信信号の一部を切り捨てて送信する場合、 OFDM の直交性が崩れて ICI が発生するため、高 SNR 環境において、誤った符号に非常に大きな絶対値を持つ LLR が算出される場合がある。そこで、復調回路 28 の出力において LLR 調整を実施することによって通信品質の劣化を抑制するようになされる。

[0068] 次に、本発明による STT-OFDM 方式の有用性の性能を評価するために、 CP-OFDM 方式を STT-OFDM 方式に置き換えた場合の 5 G システムのリンクレベルシミュレーションを行う。リンクレベルシミュレータのパラメータ諸元を表 1 に示す。

[0069] [表1]

シミュレーション諸元

Parameter	Value
Carrier frequency	4 GHz
Subcarrier spacing	15 kHz
Channel bandwidth	5 MHz
Channel coding	NR LDPC
Modulation and Coding Scheme (MCS) index [18], Modulation scheme	MCS1-9, QPSK MCS10-16, 16QAM MCS17-28, 64QAM
Decoding algorithm	Log Sum-Product
Decoding iteration	50
IFFT size	512
CP rate	36/512
Channel model	AWGN
Antenna configuration	TX:1, RX:4(MRC)

[0070] まず、 AWGN 環境下で切り捨てられるサンプリング点 (数 21 で表される) を可変した場合の STT-OFDM 方式のブロック誤り率 ($\text{BLER} : \text{B}$

Lock Error Rate) の評価を行った。次に、STT-OFDM方式を使用した場合に達成可能なスループットの評価を行った。一例として数25に示すように、前端及び後端で切り捨てるサンプリング点の数を等しくした。

[0071] [数25]

$$N_{SP}^1 = N_{SP}^2 = N_{SP}$$

[0072] BLE R特性評価の結果を図7、図8及び図9に示す。図7、図8及び図9は、 E_s/N_o の変化に対するBLE Rを示すもので、BLE R特性を N_{SP} の関数として表す。 $N_{SP}=0$ は、CP-OFDM方式を意味する。 E_s/N_o の値が小さいほどノイズが多くなる。図7は、(MCS7 QPSK, 526/1024)のBLE R特性を示し、図8は、MCS13 (16QAM, 490/1024)のBLE R特性を示し、図9は、MCS18 (64QAM, 466/1024)のBLE R特性を示す。

[0073] MCS (Modulation and Coding Scheme) とは、変調方式と符号化率の組み合わせのことである。MCSの値が増加するに従い、高いスループットが得られる。MCSは低い値から高い値に向かいQPSK、16QAM、64QAMと順に変化する。MCS1-MCS9は、変調方式がQPSKであり、MCS10-MCS16は、変調方式が16QAMであり、MCS17以上は、変調方式が64QAMである。

[0074] MCS7 (QPSK) の場合 (図7) では、3GPP (登録商標) の要求BLE Rである 10^{-1} を達成するための E_s/N_o の劣化は、 $N_{SP} \leq 64$ の範囲では、従来のCP-OFDM方式と比較して1dB程度であることが分かる。また $N_{SP}=104$ 、つまり元のCP-OFDMシンボルの約半分が切り捨てられた場合でも、必要な E_s/N_o は約4dB増加するものの、BLE R $=10^{-1}$ を達成することができる。これはSTT-OFDM方式で発生するICIの影響がLDPC符号化によって抑制できることを示している。

[0075] MCS13 (16QAM) の場合 (図8) では、BLE R $=10^{-1}$ を達成する E_s/N_o の劣化は、 $N_{SP} \leq 32$ の範囲で1dB程度である。 N_{SP} の大きさは、QPSKより小さくなっている。これは、16QAMはQPSKとは

異なり振幅にも情報があるため、LDPC符号でICIの影響を抑えたとしても、残留する干渉成分が16QAMの復調に与える影響が大きいためである。

[0076] MCS 18 (64QAM) の場合 (図9) では、従来CP-OFDM方式と比較して、STT-OFDM方式ではBLER = 10^{-1} を達成する E_s/N_0 の劣化は、 $N_{sp} \leq 9$ の範囲で1dB程度である。 N_{sp} の大きさはQPSKや16QAMより小さくなっている。

[0077] 次に、スループット特性評価について説明する。まず、CP-OFDM方式とSTT-OFDM方式におけるスループットを定義する。各MCSにおけるスループットは、数26 (式(7)) で表される。

[0078] [数26]

$$A_{CP} = \frac{m \times N_{sub} \times R}{T_{CP}} \quad (7)$$

[0079] 数26 (式(7)) において、 $T_{CP} = 71.4 \mu s$ は1CP-OFDMシンボルのシンボル時間であり、 m は変調多値数、 N_{sub} は1OFDMシンボルのサブキャリア数、 R は符号化率である。

[0080] STT-OFDM方式において、各MCS、 N_{sp} におけるスループットは、数27 (式(8)) で表される。数27 (式(8)) において、 N は1OFDMシンボルのサンプリング点数を表す。

[0081] [数27]

$$A_{STT} = A_{CP} \times \frac{N + N_{CP}}{N_{STT}} \quad (8)$$

[0082] 各MCSでSNR-OFDM方式によって達成可能な最大スループットについて説明する。本発明のポテンシャルを確認するために、高SNR ($E_s/N_0 = 50dB$) において、STT-OFDM方式の各MCSで達成可能な最大スループットを評価した結果を図10に示す。この評価では、STT-OFDM方式はBLER = 10^{-1} を達成できる最大の N_{sp} を適用した。MCS 1-MCS 9は、変調方式がQPSKであり、MCS 10-MCS 16は、変調方式が16QAMであり、MCS 17以上は、変調方式が64QAM

である。

[0083] QPSK (MCS 1-MCS 9) の場合、CP-OFDM方式の同じMCSと比較して、MCS=1で最大の309%、MCS=9で64%スループットが改善される。QAMの場合、16QAM (MCS 10-MCS 16) で最大47%、64QAM (MCS 17-MCS 28) で最大19%のスループットの向上が可能である。また、達成可能なスループットはMCS=9 (QPSK) の方がMCS=10, 11 (16QAM) よりも大きく、一部のQPSKで16QAMより高いスループットが達成される。したがって、STT-OFDM方式は、十分な所望信号電力が得られる状況なら、同じMCSを用いたCP-OFDM方式よりも時間効率を改善できることが示された。

[0084] しかし、CP-OFDM方式に対するスループットの増加量は、MCSが大きくなるに連れ減少する。MCS=28の場合、CP-OFDM方式とSTT-OFDM方式の達成可能なスループットはほとんど同じとなる。したがって、STT-OFDM方式の有効性は、本発明の一実施形態のターゲットである低SNR環境において、より顕著に現れると考えられる。

[0085] 次に、適応変調を考慮したスループット特性について説明する。本発明の通信方法 (STT-OFDM方式) に対する総合評価として、伝送路の通信品質に応じて、最適なMCSと N_{sp} を適応的に選択できる場合のスループット特性を評価した結果を図11, 図12, 図13に示す。図11に対して図12及び図13と順に E_s/N_o が大きくなる。また、これらの図面において、太線で示すグラフは、STT-OFDM方式により得られるスループットの変化を示し、破線のグラフは、CP-OFDM方式のスループットの変化をQPSK、16QAM、64QAMのそれぞれについて示す。

[0086] 図11は、最適なMCSと N_{sp} を適応的に選択できる場合のSTT-OFDM方式のスループット特性 (QPSK領域) を示す。図12は、最適なMCSと N_{sp} を適応的に選択できる場合のSTT-OFDM方式のスループット特性 (16QAM領域) を示す。図13は、最適なMCSと N_{sp} を適応的に選択

できる場合のSTT-OFDM方式のスループット特性（64QAM領域）を示す。

[0087] 本発明のターゲットである低SNR環境で動作するQPSKの場合、図11に示す通り、STT-OFDM方式はすべてのMCSにおいてCP-OFDM方式より高いスループットを達成した。特に、 $E_s/N_o = -10\text{ dB}$ の場合、CP-OFDM方式適用時のスループットが 1.73 Mbps であるのに対し、STT-OFDM方式適用時のスループットは 2.57 Mbps であり、約1.5倍に向上した。また、16QAMの場合、図12に示す通り、 $E_s/N_o \leq -1.26\text{ dB}$ のとき、 $MCS = 10, 11$ のいくつかのケースでSTT-OFDM方式はCP-OFDM方式よりも高いスループットを達成した。図13に示す通り、64QAMでのSTT-OFDM方式のスループットが、CP-OFDM方式より低いことが分かった。

[0088] 以上より、本発明（STT-OFDM方式）は、低SNR環境においてCP-OFDM方式に比べスループットを約1.5倍に向上させることができ、次世代システムのカバレッジ拡大に貢献することが可能である。また、SNR（ E_s/N_o ）に応じてMCSを適応的に切り換えることによって、スループットの向上を良好に行うことができる。

[0089] 本発明を用いることで、1シンボルあたりの送信エネルギーを削減できる。例えばSNRが小さい領域（ワイドエリアをカバーするIoT向け通信システム、セルエッジ付近での受信、伝送距離が長距離となる場合の受信、省電力無線システムなどにおける送信電力が小さい場合の受信、海上・上空（無人航空機）・宇宙などの領域における長距離伝送を実施する通信システム、等）において、伝送効率を最大1.5倍に向上することができる。また、上述した本発明の一実施形態は、従来のCP-OFDM方式の送信機及び受信機と信号処理を多くの部分が共通であり、互換性が優れている利点がある。

[0090] 以上、本発明の実施形態について具体的に説明したが、上述の各実施形態に限定されるものではなく、本発明の技術的思想に基づく各種の変形が可能

である。例えば互換性が優れている特長をいかしてS T T－O F D M方式とC P－O F D M方式の両方式を切り換える構成とすることができる。さらに、上述した実施形態における送信装置及び受信装置の構成要素の機能は、ソフトウェア処理で実行することにより実現することができる。

符号の説明

- [0091] 1 0 . . . 送信機、 1 1 . . . チャンネル符号化回路、 1 2 . . . 変調回路
1 4 . . . サブキャリアマッピング回路、 1 5 . . . I F F T回路
1 6 . . . C P挿入回路、 1 7 . . . サンプリング点切り捨て回路
1 8 . . . 並列直列変換回路、 2 0 . . . 受信機、 2 1 . . . 並列直列変換回路
2 2 . . . ゼロ挿入回路、 2 3 . . . C P除去回路、 2 4 . . . F F T回路
2 7 . . . サブキャリアデマッピング回路、 2 9 . . . チャンネル復号回路

請求の範囲

- [請求項1] 直交周波数分割多重方式の送信装置において、
逆離散フーリエ変換回路の出力の複数のサンプリング点に対して所定数のサンプリング点の冗長信号を付加する冗長信号付加回路と、
前記冗長信号付加回路の出力の前端及び後端のそれぞれから所定数のサンプリング点を切り捨てるサンプリング点切り捨て回路とを備え、
前記サンプリング点切り捨て回路の出力シンボルを伝送することを特徴とする送信装置。
- [請求項2] 前記サンプリング点切り捨て回路から出力される複数のシンボルを連結して送信する請求項1に記載の送信装置。
- [請求項3] 前記複数のシンボルをシンボル間にガードインターバル区間を設けずに直接連結することを特徴とする請求項2に記載の送信装置。
- [請求項4] 伝送路の通信品質に応じて、MCSの選択と、切り捨てるサンプリング点の所定数を決定する適応制御を行う請求項1又は請求項2に記載の送信装置。
- [請求項5] 直交周波数分割多重方式の受信装置において、
受信されたシンボルに対して、送信側で切り捨てられた数と等しい数のゼロのサンプリング点を挿入するゼロ挿入回路と、
前記ゼロ挿入回路の出力から冗長信号を除去する冗長信号除去回路と、
前記冗長信号除去回路の出力を離散フーリエ変換する離散フーリエ変換回路を備えた受信装置。
- [請求項6] 前記離散フーリエ変換回路が受信信号として出力される間に、誤り訂正回路が設けられた請求項5に記載の受信装置。
- [請求項7] 直交周波数分割多重方式の送信方法において、
冗長信号付加処理によって、逆離散フーリエ変換回路の出力の複数のサンプリング点に対して所定数のサンプリング点の冗長信号を付加

し、

サンプリング点切り捨て処理によって、前記冗長信号が付加されたシンボルの前端及び後端のそれぞれから所定数のサンプリング点を切り捨て、

前記サンプリング点が切り捨てられたシンボルを伝送する送信方法

。

[請求項8]

直交周波数分割多重方式の受信方法において、

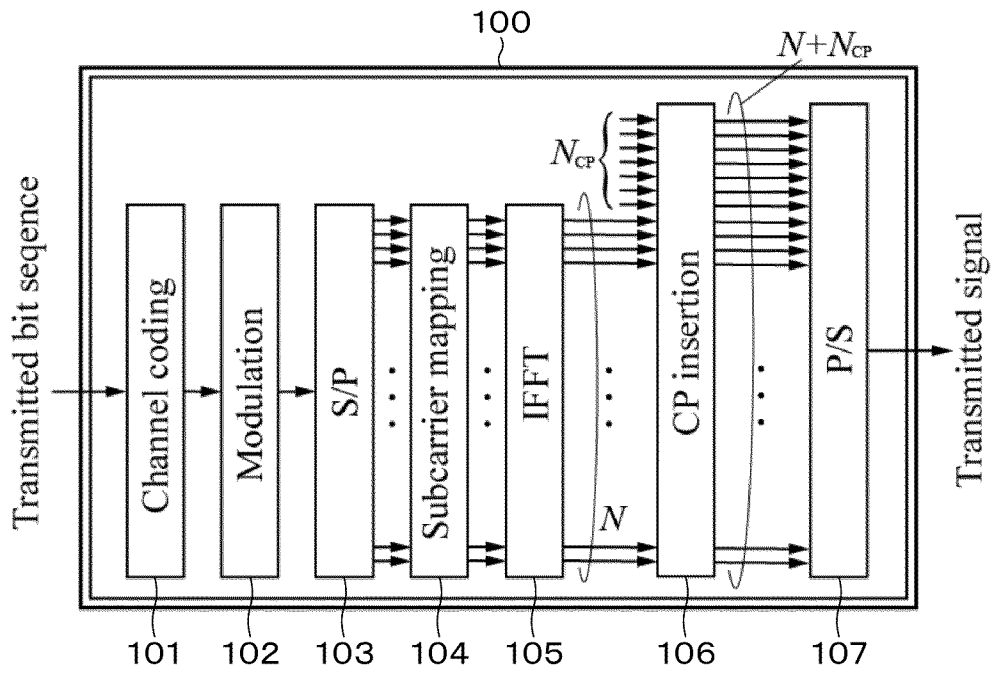
ゼロ挿入処理によって、受信されたシンボルに対して、送信側で切り捨てられた数と等しい数のゼロのサンプリング点を挿入し、

冗長信号除去処理によって、前記ゼロのサンプリング点が挿入されたシンボルから冗長信号を除去し、

離散フーリエ変換処理によって、前記冗長信号が除去された出力を離散フーリエ変換する受信方法。

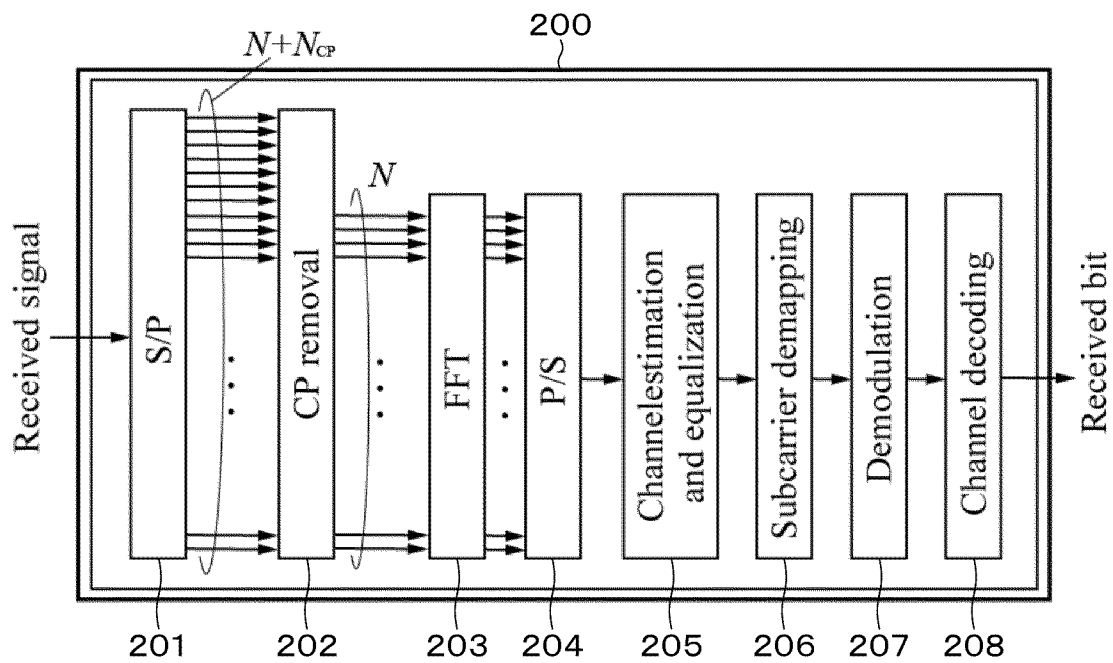
[図1]

図1



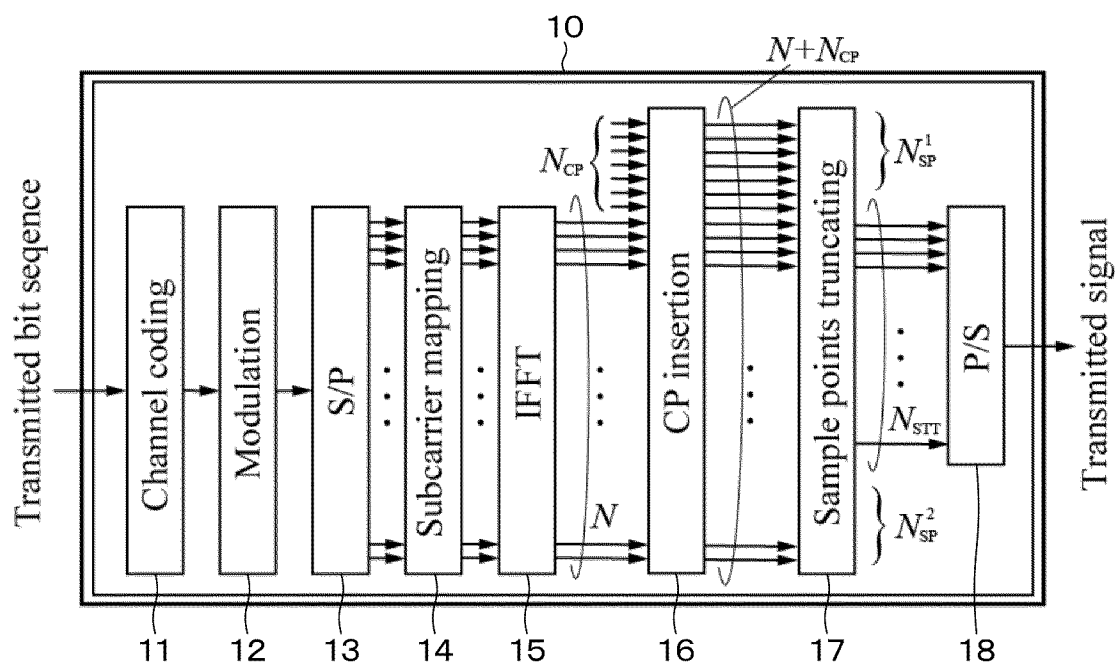
[図2]

図2



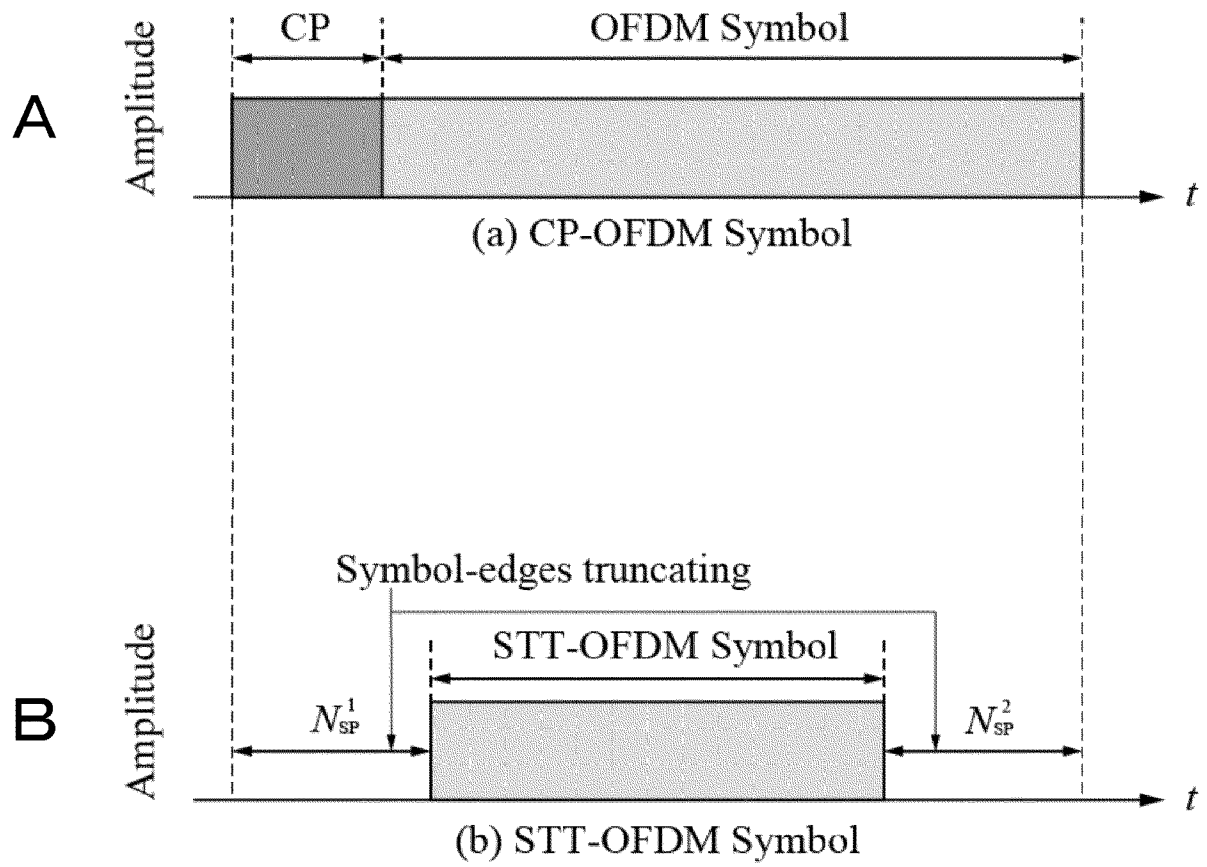
[図3]

図3



[図4]

図4



[図5]

図5

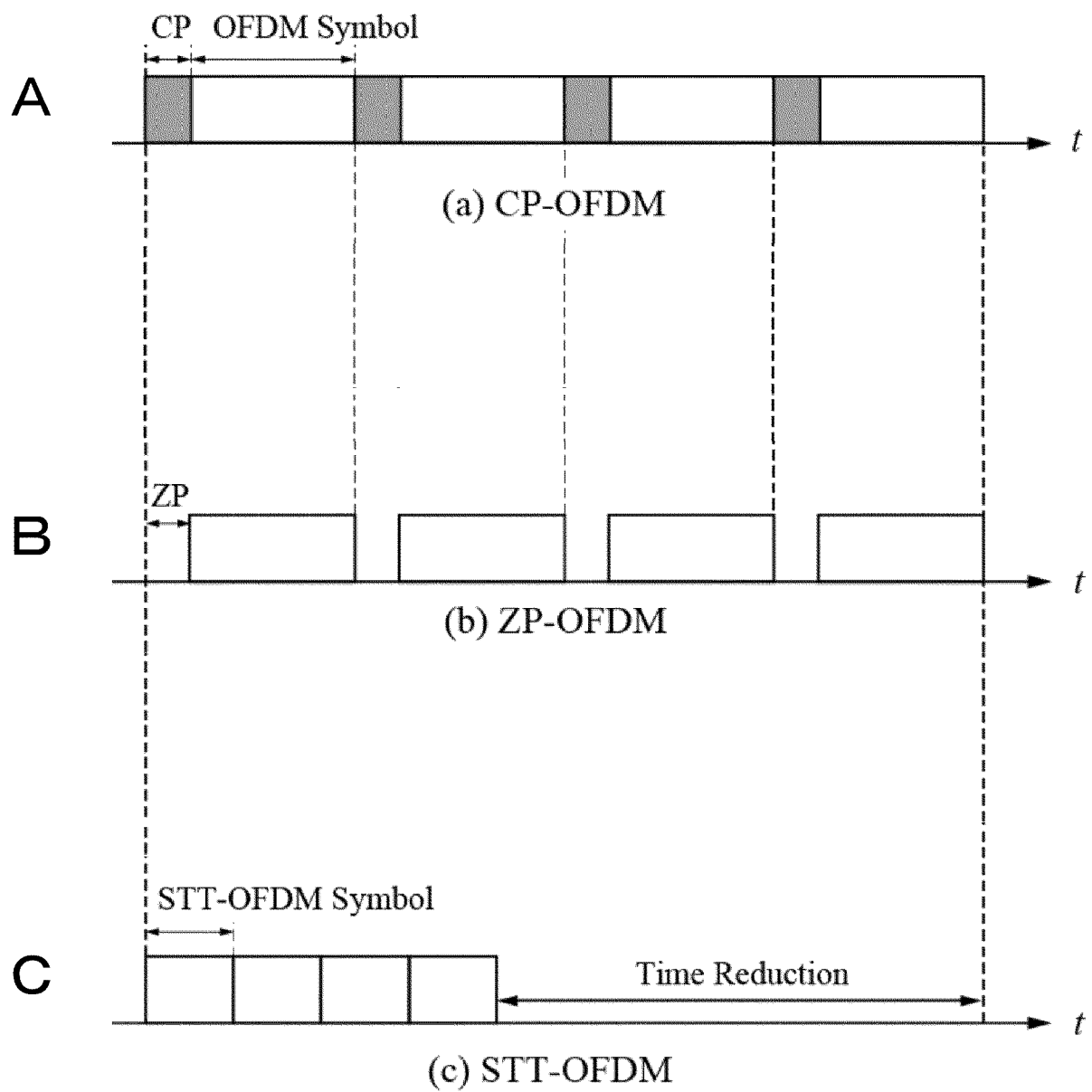
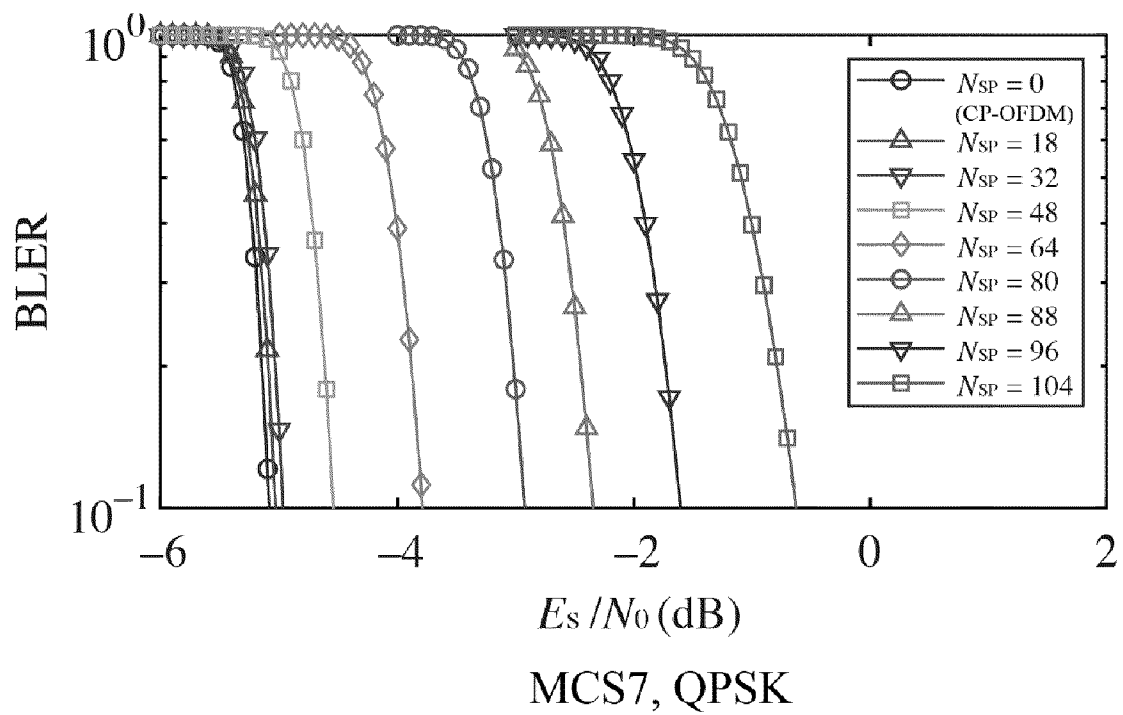


图6

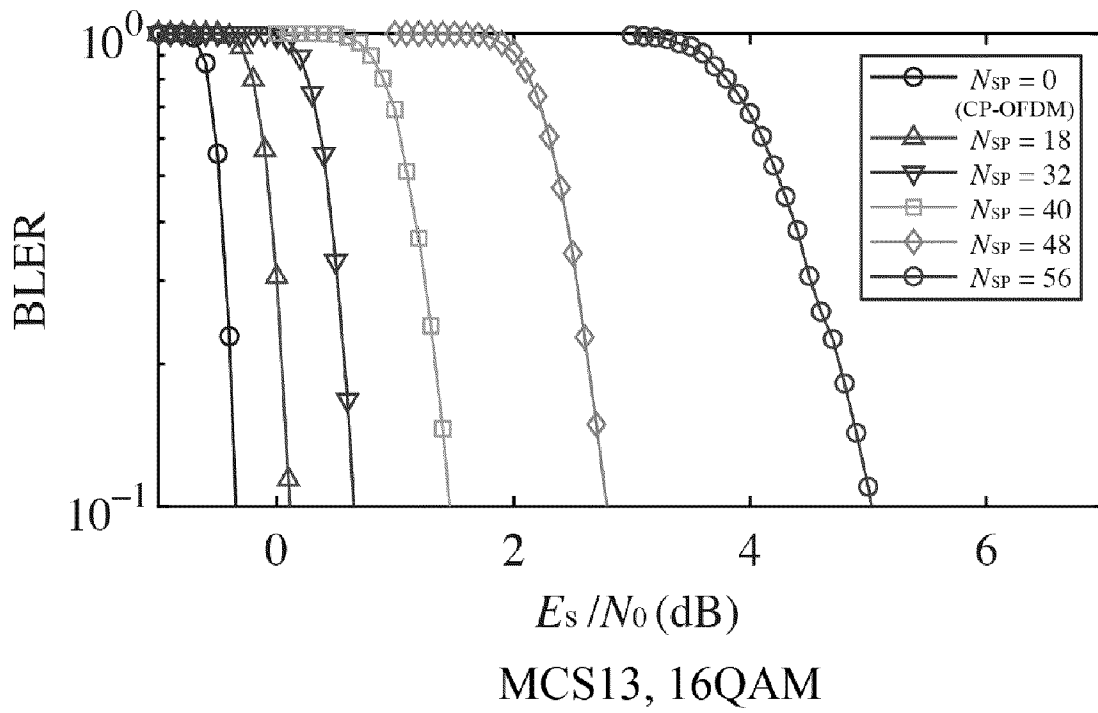


图7



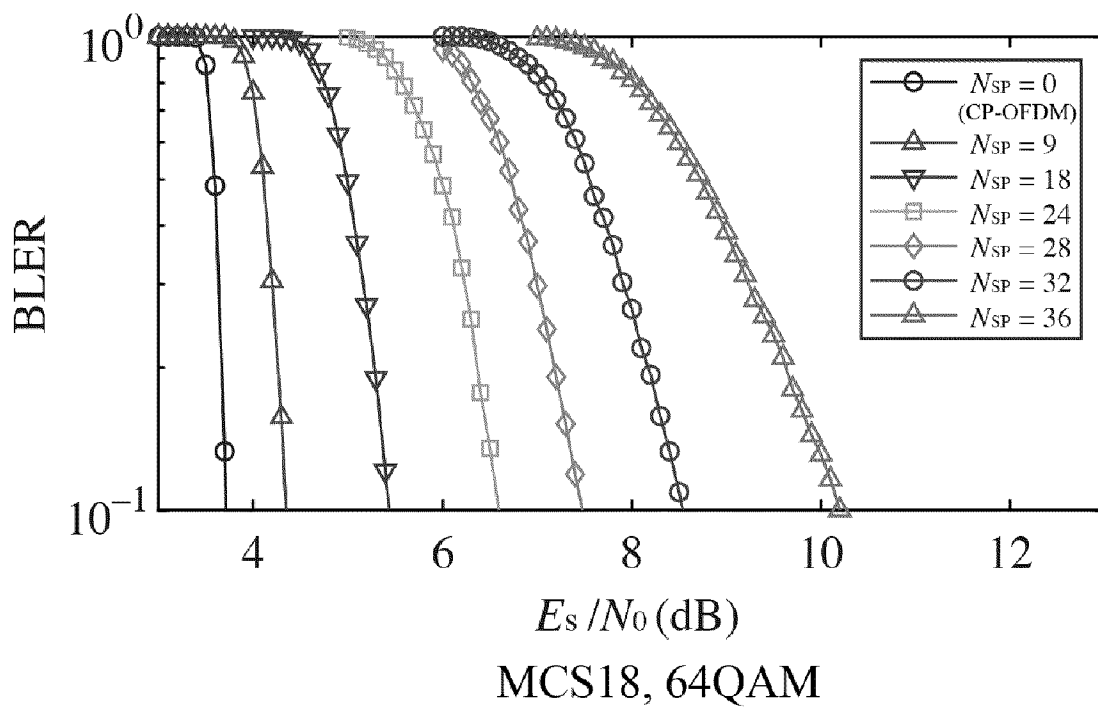
[図8]

図8



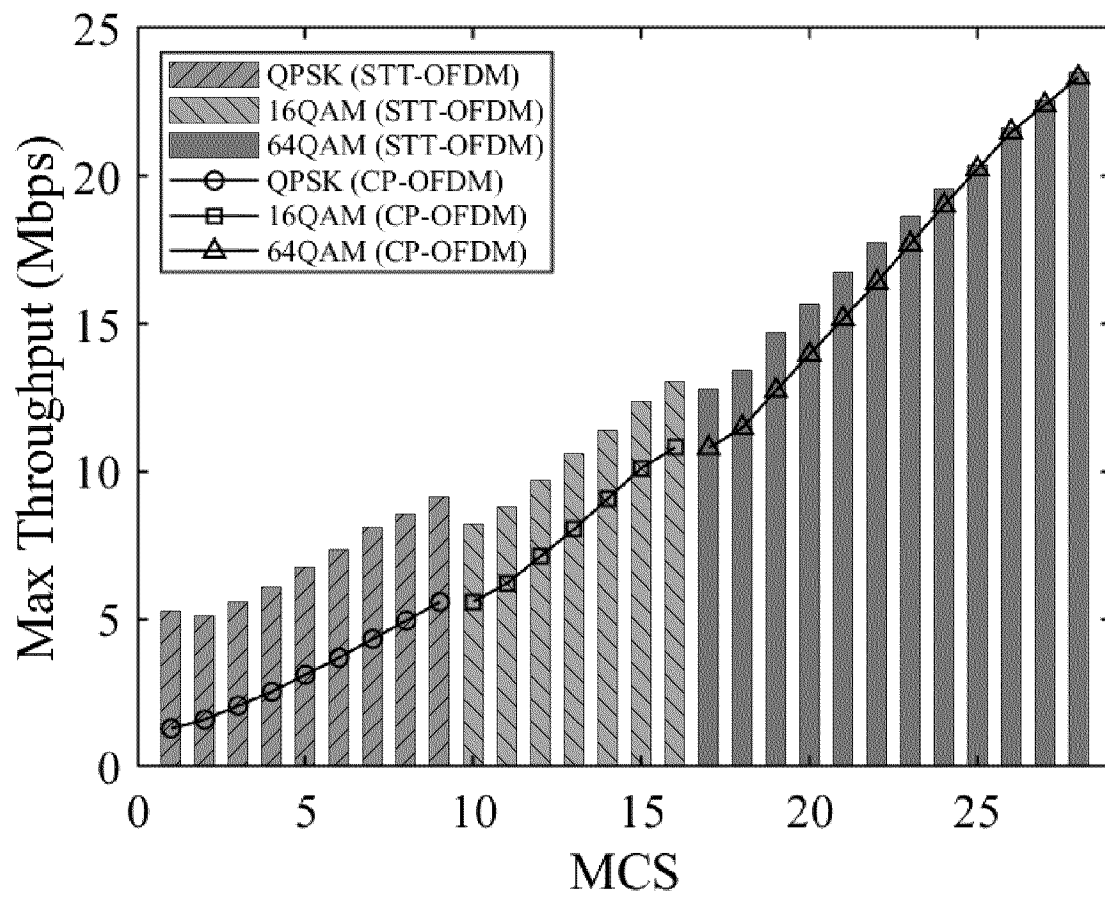
[図9]

図9



[図10]

図10



[図11]

図11

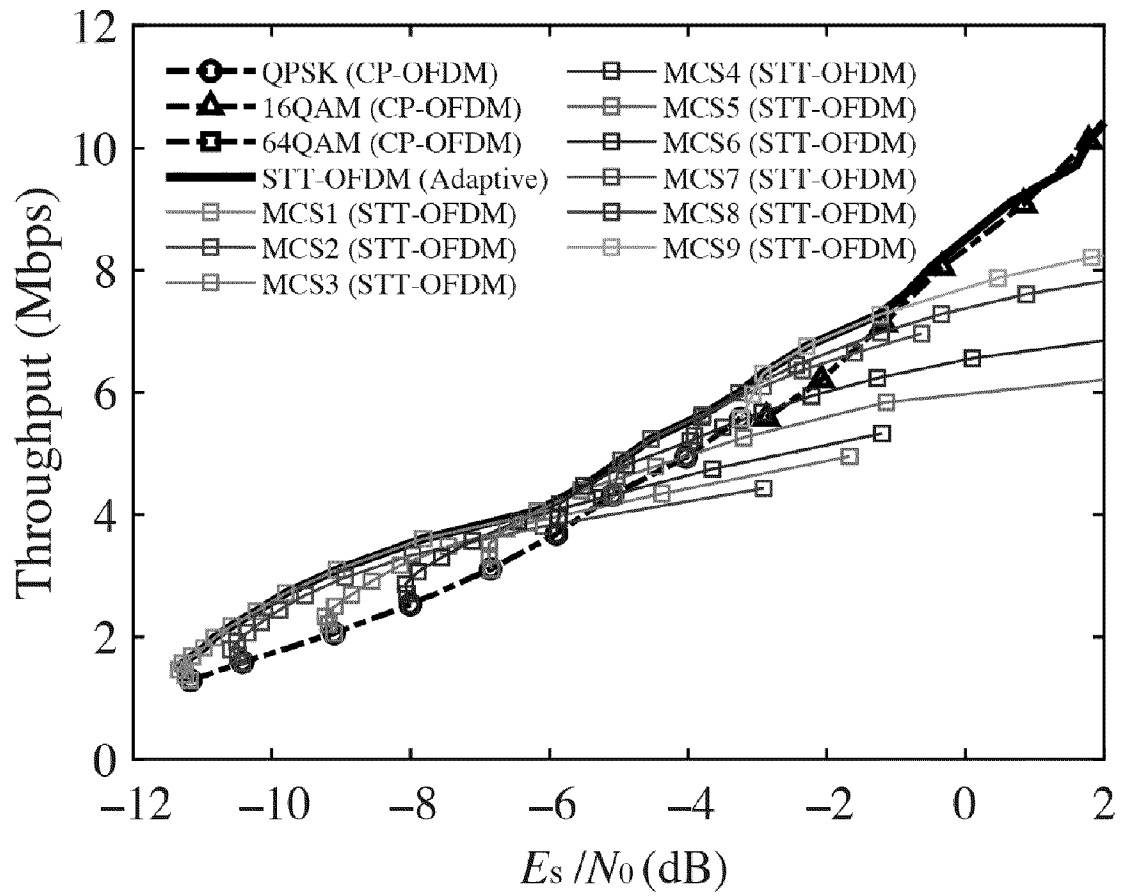


图 12

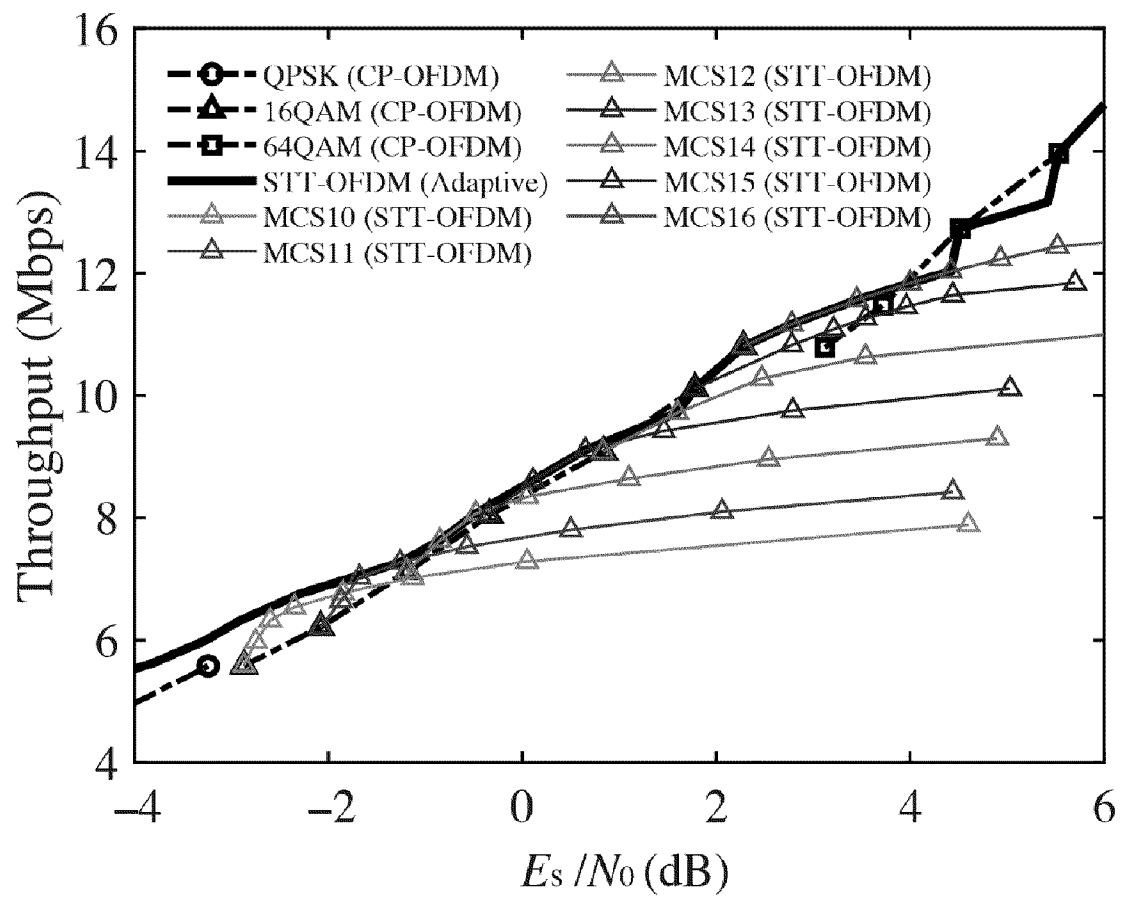
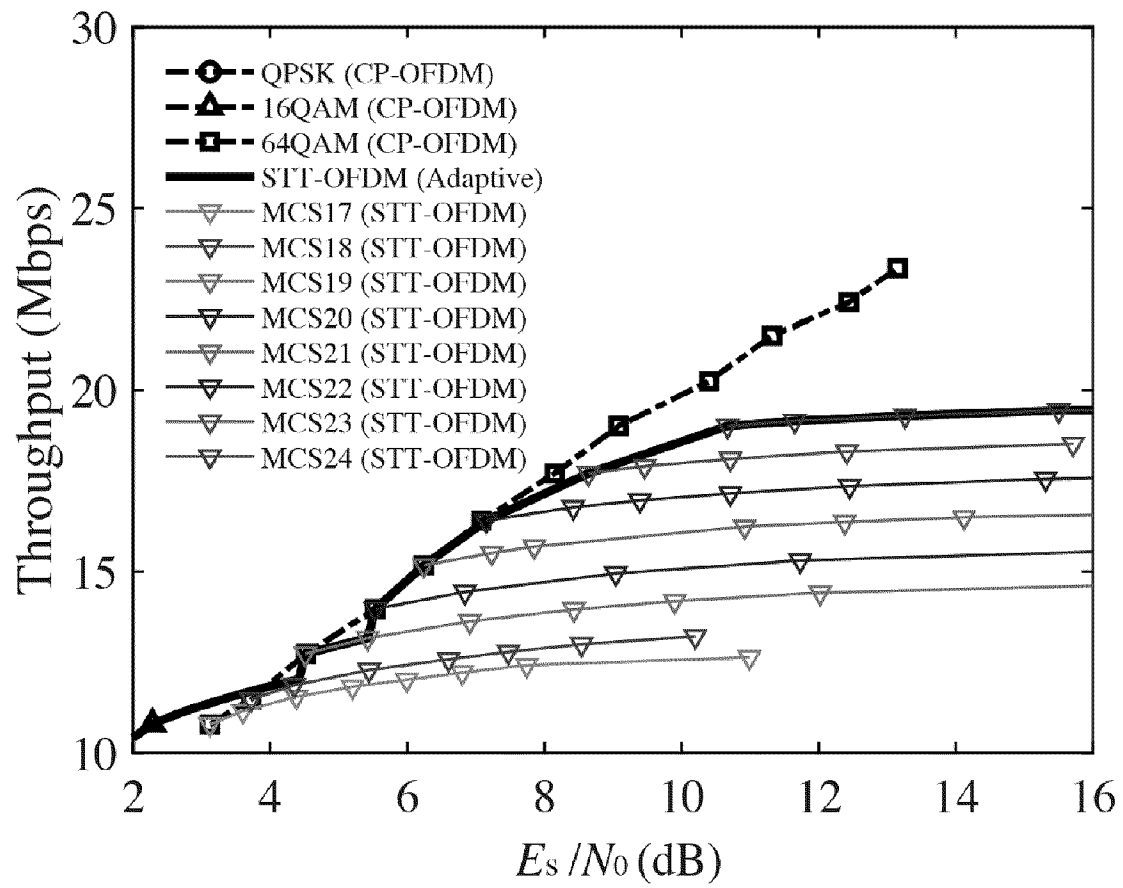


图 13



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/027477

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**H04L 27/26**(2006.01)i; **H04B 1/04**(2006.01)i

FI: H04L27/26 310; H04L27/26 112; H04L27/26 410; H04B1/04 Z

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04L27/26; H04B1/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Published examined utility model applications of Japan 1922-1996
 Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2023
 Registered utility model specifications of Japan 1996-2023
 Published registered utility model applications of Japan 1994-2023

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

IEEE Xplore

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2008-11037 A (FUJITSU LTD.) 17 January 2008 (2008-01-17) paragraphs [0033]-[0064], fig. 1, 2, 5 6	1-8
A	JP 2020-88576 A (KYOTO UNIVERSITY) 04 June 2020 (2020-06-04) paragraphs [0018]-[0052], fig. 3-6	1-8
A	MIZUTANI, Keiichi et al. Comprehensive Performance Evaluation of Universal Time-Domain Windowed OFDM-Based LTE Downlink System. IEICE Transactions on Communications, 01 August 2019, vol. E102.B, no. 8, pp. 1728-1740, DOI: 10.1587/transcom.2018EBP3242 section 3, fig. 2-4	1-8
T	ICHIKAWA, Yuu et al. Highly Efficient OFDM Applying Symbol-Edges Truncating Transmission Technique. 2022 IEEE 96th Vehicular Technology Conference (VTC2022-Fall), September 2022, DOI: 10.1109/VTC2022-Fall57202.2022.10012901 section III, fig. 3-6	1-8

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
 “E” earlier application or patent but published on or after the international filing date
 “L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
 “O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
 “P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
 “X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
 “Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
 “&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

02 October 2023

Date of mailing of the international search report

10 October 2023

Name and mailing address of the ISA/JP

Japan Patent Office (ISA/JP)
 3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915
 Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/JP2023/027477

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
JP	2008-11037	A	17 January 2008	US	2008/0002645	A1	
				paragraphs [0074]-[0117], fig. 1, 2, 5, 6			
				EP	1873989	A1	
				CN	101098327	A	
				KR	10-2008-0001588	A	

JP	2020-88576	A	04 June 2020	US	2022/0007381	A1	
				paragraphs [0036]-[0054], fig. 3-6			
				WO	2020/105481	A1	
				CN	113039762	A	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H04L 27/26(2006.01)i; H04B 1/04(2006.01)i FI: H04L27/26 310; H04L27/26 112; H04L27/26 410; H04B1/04 Z										
B. 調査を行った分野										
調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC）） H04L27/26; H04B1/04										
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの <table border="0"> <tr> <td>日本国実用新案公報</td> <td>1922 - 1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971 - 2023年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996 - 2023年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994 - 2023年</td> </tr> </table>			日本国実用新案公報	1922 - 1996年	日本国公開実用新案公報	1971 - 2023年	日本国実用新案登録公報	1996 - 2023年	日本国登録実用新案公報	1994 - 2023年
日本国実用新案公報	1922 - 1996年									
日本国公開実用新案公報	1971 - 2023年									
日本国実用新案登録公報	1996 - 2023年									
日本国登録実用新案公報	1994 - 2023年									
国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語） IEEE Xplore										
C. 関連すると認められる文献										
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号								
A	JP 2008-11037 A（富士通株式会社）17.01.2008（2008 - 01 - 17） 段落[0033]-[0064], 図1-2, 5-6	1-8								
A	JP 2020-88576 A（国立大学法人京都大学）04.06.2020（2020 - 06 - 04） 段落[0018]-[0052], 図3-6	1-8								
A	MIZUTANI, Keiichi et al., Comprehensive Performance Evaluation of Universal Time-Domain Windowed OFDM-Based LTE Downlink System, IEICE Transactions on Communications, 2019.08.01, Vol. E102.B, No. 8, pp.1728-1740, DOI: 10.1587/transcom.2018EBP3242 第3節, Fig.2-4	1-8								
T	ICHIKAWA, Yuu et al, Highly Efficient OFDM Applying Symbol-Edges Truncating Transmission Technique, 2022 IEEE 96th Vehicular Technology Conference (VTC2022-Fall), 2022.09, DOI: 10.1109/VTC2022-Fall57202.2022.10012901 第III節, Fig.3-6	1-8								
☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。 ☒ パテントファミリーに関する別紙を参照。										
* 引用文献のカテゴリー “A” 特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの “E” 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの “L” 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す） “O” 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 “P” 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献 “T” 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と抵触するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの “X” 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの “Y” 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの “&” 同一パテントファミリー文献										
国際調査を完了した日 02.10.2023	国際調査報告の発送日 10.10.2023									
名称及びあて先 日本国特許庁(ISA/JP) 〒100-8915 日本国 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	権限のある職員（特許庁審査官） 齊藤 晶 5K 1789 電話番号 03-3581-1101 内線 3556									

国際調査報告
 パテントファミリーに関する情報

国際出願番号

PCT/JP2023/027477

引用文献			公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP	2008-11037	A	17.01.2008	US 2008/0002645 A1	
				段落[0074]-[0117], 図	
				1-2, 5-6	
				EP 1873989 A1	
				CN 101098327 A	
JP	2020-88576	A	04.06.2020	KR 10-2008-0001588 A	

				US 2022/0007381 A1	
				段落[0036]-[0054], 図3-6	
				WO 2020/105481 A1	
JP	2020-88576	A	04.06.2020	CN 113039762 A	
