

(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
2020年1月9日(09.01.2020)



(10) 国際公開番号

WO 2020/008974 A1

(51) 国際特許分類:
H04L 27/26 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2019/025362

(22) 国際出願日: 2019年6月26日(26.06.2019)

(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 2018-127881 2018年7月4日(04.07.2018) JP

(71) 出願人: 日本電信電話株式会社 (NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008116 東京都千代田区大手町一丁目5番1号 Tokyo (JP).

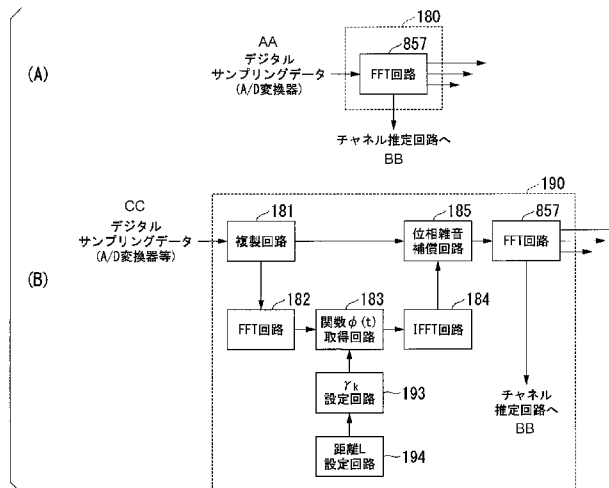
(72) 発明者: 太田 厚(OTA Atsushi); 〒1808585 東京都武蔵野市緑町3丁目9-11 NTT 知的財産センタ内 Tokyo (JP). 伊藤 耕大(ITO Kota); 〒1808585 東京都武蔵野市緑町3丁目9-11 NTT 知的財産センタ内 Tokyo (JP). 後藤 和人(GOTO Kazuto); 〒1808585 東京都武蔵野市緑町3丁目9-11 NTT 知的財産センタ内 Tokyo (JP). 白戸 裕史(SHIRATO Yushi); 〒1808585 東京都武蔵野市緑町3丁目9-11 NTT 知的財産センタ内 Tokyo (JP). 北 直樹(KITA Naoki); 〒1808585 東京都武蔵野市緑町3丁目9-11 NTT 知的財産センタ内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 特許業務法人 志賀国際特許事務所 (SHIGA INTERNATIONAL PATENT

(54) Title: WIRELESS COMMUNICATION DEVICE AND WIRELESS COMMUNICATION METHOD

(54) 発明の名称: 無線通信装置及び無線通信方法

[図4]



- 181 Replication circuit
- 182, 857 FFT circuit
- 183 Function $\phi(t)$ acquisition circuit
- 184 IFFT circuit
- 185 Phase noise compensation circuit
- 193 γ_k setting circuit
- 194 Distance L setting circuit
- AA Digital sampling data (A/D converter)
- BB To channel estimation circuit
- CC Digital sampling data (A/D converter, etc.)

(57) Abstract: According to the present invention, a first wireless communication device imparts, to a generated transmission signal, a pilot signal that does not accompany a valid signal component in at least neighboring frequency components, and transmits the transmission signal including the pilot signal. A second wireless communication device: transforms a received signal or a signal obtained by frequency-converting the received signal into a signal in a frequency domain; sets a rough value for the distance between the second wireless communication

OFFICE); 〒1006620 東京都千代田区丸の内
一丁目9番2号 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, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, 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, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, 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, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, 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, 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:

- 一 国際調査報告 (条約第21条(3))

device and the first wireless device; calculates a coefficient γ_k on the basis of the rough value for the distance, a valid bandwidth, light speed, the number of FFT points, and a frequency component number; extracts the signal in the frequency domain; generates a sampling signal in which a phase noise is compensated; and replays data that has been transmitted from the first wireless communication device.

(57) 要約: 第1の無線通信装置は、少なくとも隣接する周波数成分において有効な信号成分を伴わないパイロット信号を生成した送信信号に付与し、パイロット信号を含む送信信号を送信する。第2の無線通信装置は、受信した信号ないしは該信号を周波数変換した信号を周波数領域の信号に変換し、第2の無線通信装置と第1の無線通信装置との間の距離の概算値を設定し、距離の概算値と有効帯域幅と光速とFFTポイント数と周波数成分の番号に基づいて係数 γ_k を算出し、周波数領域の信号を抽出し、位相雑音補償がなされたサンプリング信号を生成し、第1の無線通信装置より伝送されるデータを再生する。

明 細 書

発明の名称：無線通信装置及び無線通信方法

技術分野

[0001] 本発明は、無線通信装置及び無線通信方法に関する。

背景技術

[0002] 現在、スマートフォンなどの高機能な移動通信端末が爆発的に普及している。携帯電話に関しては、第3世代移動通信から第4世代移動通信に移行し、現在ではさらに先の第5世代移動通信（通称「5G」）に関する研究開発が進められている。5Gでは、伝送速度の目標値に10Gbit/s（ギガビット毎秒）以上が設定されており、このスモールセルでも同様の大容量の通信を行うことでトラヒックの効率的なオフロードを実現する必要がある。マクロセルにおいては長距離伝搬を許容するために周波数の低いマイクロ波帯を利用することが前提となる。しかし、既に周波数資源が枯渇しつつあるマイクロ波帯の現状を考慮し、比較的近距離での通信を想定するスモールセルでは、比較的周波数の高い準ミリ波帯またはミリ波帯の利用が想定されている。

[0003] 図17は、従来の無線局装置の回路構成を示す図である。図17に示すように、無線局装置60は、送信部61、受信部65、インタフェース回路67、MAC（Medium Access Control）層処理回路68、及び通信制御回路41を備える。無線局装置60は、インタフェース回路67を介して、外部機器ないしはネットワークとのデータの入出力を行う。インタフェース回路67は、入力されるデータのうち、無線回線上で転送すべきデータを検出し、検出したデータをMAC層処理回路68に出力する。MAC層処理回路68は、無線局装置60全体の動作の管理制御を行う通信制御回路41の指示に従い、MAC層に関する処理を行う。ここで、MAC層に関する処理には、インタフェース回路67で入出力されるデータと、無線回線上で送受信されるデータ即ち無線パケットとの変換、MAC層のヘッダ情報の付与などが含

まれる。MIMO伝送では、一つの無線局装置60宛に信号を空間多重して送信するため、複数系統の信号系列がMAC層処理回路68から送信部61に出力される。

[0004] 図18は、無線局装置60における送信部61の構成の一例を示す概略ブロック図である。図18に示すように、送信部61は、送信信号処理回路811-1~811- N_{SDM} (N_{SDM} は2以上の整数)と、加算合成回路812-1~812- N_{Ant} (N_{Ant} は2以上の整数)と、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform: 逆高速フーリエ変換) & GI (Guard Interval: ガードインターバル) 付与回路813-1~813- N_{Ant} と、D/A (デジタル/アナログ) 変換器814-1~814- N_{Ant} と、ローカル発振器815と、ミキサ816-1~816- N_{Ant} と、フィルタ817-1~817- N_{Ant} と、ハイパワーアンプ (HPA) 818-1~818- N_{Ant} と、アンテナ素子819-1~819- N_{Ant} と、送信ウエイト処理部840とを備えている。送信信号処理回路811-1~811- N_{SDM} と、送信ウエイト処理部840とは、図18において示した通信制御回路41に接続されている。

[0005] 送信ウエイト処理部840は、チャネル情報取得回路841と、チャネル情報記憶回路842と、送信ウエイト算出回路843とを備えている。ここで、図18における送信信号処理回路811-1~811- N_{SDM} の添え字の N_{SDM} は、同時に空間多重を行う多重数を表す。また、加算合成回路812-1~812- N_{Ant} からアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} までの回路の添え字の N_{Ant} は、無線局装置60が備えるアンテナ素子数を表す。

[0006] 図18に示す構成では、一つの無線局装置60が他の無線局装置60宛に信号を空間多重して送信するため、複数系統の信号系列がMAC層処理回路68から送信部61に入力され、入力された複数系統の信号系列が送信信号処理回路811-1~811- N_{SDM} に入力される。送信信号処理回路811-1~811- N_{SDM} は、宛先の無線局装置60に送信すべきデータ (データ入力#1~# N_{SDM}) がMAC層処理回路68から無線回線で送信するデータ (無線パケット) が入力されると、これに対して変調処理を行う。

ここで、例えばOFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing : 直交周波数分割多重) 変調方式を用いるのであれば、各信号系列の信号はサブキャリアごとに変調処理が行われる。更に、変調処理がなされたベースバンド信号にサブキャリアごとに送信ウエイトが乗算される。各アンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ に対応した送信ウエイトが乗算された信号は、必要に応じて残りの信号処理が施され、ベースバンドにおける送信信号の周波数領域の信号として各送信信号処理回路 $811-1 \sim 811-N_{SDM}$ から加算合成回路 $812-1 \sim 812-N_{Ant}$ に入力される。

[0007] 加算合成回路 $812-1 \sim 812-N_{Ant}$ に入力された信号は、サブキャリアごとに合成される。合成された信号は、IFFT & G 付与回路 $813-1 \sim 813-N_{Ant}$ にて周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換され、更にガードインターバルの挿入やOFDMシンボル間 (SC-FDEであればブロック伝送のブロック間) の波形整形等の処理が行われ、アンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ ごとに、D/A変換器 $814-1 \sim 814-N_{Ant}$ でデジタル・サンプリング・データからベースバンドのアナログ信号に変換される。更に、各アナログ信号は、ローカル発振器 815 から入力される局部発振信号と、ミキサ $816-1 \sim 816-N_{Ant}$ で乗算され、無線周波数の信号にアップコンバートされる。ここで、アップコンバートされた信号には、送信すべきチャネルの帯域外の領域に信号が含まれるため、フィルタ $817-1 \sim 817-N_{Ant}$ で帯域外の信号を除去し、送信すべき信号を生成する。生成された信号は、ハイパワーアンプ $818-1 \sim 818-N_{Ant}$ で増幅され、アンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ より送信される。

[0008] 図19は、無線局装置60における受信部65の構成の一例を示す概略ブロック図である。図19に示すように、受信部65は、アンテナ素子 $851-1 \sim 851-N_{Ant}$ と、ローノイズアンプ (LNA) $852-1 \sim 852-N_{Ant}$ と、ローカル発振器 853 と、ミキサ $854-1 \sim 854-N_{Ant}$ と、フィルタ $855-1 \sim 855-N_{Ant}$ と、A/D (アナログ/デジタル) 変換器 $856-1 \sim 856-N_{Ant}$ と、FFT (Fast Fourier Transform : 高速フ

ーリエ変換) 回路 857-1 ~ 857- N_{Ant} と、受信信号処理回路 845-1 ~ 845- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部 844 とを備えている。受信信号処理回路 845-1 ~ 845- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部 844 とは、図 17 において示した通信制御回路 41 に接続されている。受信ウエイト処理部 844 は、チャネル情報推定回路 846 と、受信ウエイト算出回路 847 とを備えている。

[0009] まず、アンテナ素子 851-1 ~ 851- N_{Ant} で受信した信号は、ローノイズアンプ 852-1 ~ 852- N_{Ant} で増幅される。増幅された信号とローカル発振器 853 から出力される局部発振信号とがミキサ 854-1 ~ 854- N_{Ant} で乗算され、増幅された信号は無線周波数の信号からベースバンドの信号にダウンコンバートされる。ダウンコンバートされた信号には、受信すべき周波数帯域外の信号も含まれるため、フィルタ 855-1 ~ 855- N_{Ant} で帯域外成分を除去する。帯域外成分が除去された信号は、A/D変換器 856-1 ~ 856- N_{Ant} でデジタルベースバンド信号に変換される。例えば OFDM を用いる場合には、デジタルベースバンド信号は FFT 回路 857-1 ~ 857- N_{Ant} に入力され、ここでは記載を省略したタイミング検出用の回路で判定した所定のシンボルタイミングで時間軸上の信号を周波数軸上の信号に変換（各サブキャリアの信号に分離）する。この各サブキャリアに分離された信号は、受信信号処理回路 845-1 ~ 845- N_{SDM} に入力されるとともに、チャネル情報推定回路 846 にも入力される。

[0010] チャネル情報推定回路 846 では、各サブキャリアに分離されたチャネル推定用の既知の信号（無線パケットの先頭に付与されるプリアンブル信号等）を基に送信局側のアンテナ素子 819-1 ~ 819- N_{Ant} と受信局側のアンテナ素子 851-1 ~ 851- N_{Ant} との間のチャネル情報のチャネルベクトルをサブキャリアごとに推定し、その推定結果を受信ウエイト算出回路 847 に出力する。受信ウエイト算出回路 847 では、入力されたチャネル情報を基に乗算すべき受信ウエイトをサブキャリアごとに算出する。この受信ウエイトに関しては、例えば前述の様に、ZF 型の擬似逆行列を利用したり

、MMS E型の受信ウエイト行列を利用したりする。この際、各アンテナ素子 $851-1 \sim 851-N_{Ant}$ で受信された信号を合成するための受信ウエイトベクトルは、信号系列ごとに異なり、上述のZF型の擬似逆行列ないしはMMS E型の受信ウエイト行列などの行ベクトルに相当し、抽出すべき信号系列に対応する受信信号処理回路 $845-1 \sim 845-N_{SDM}$ にそれぞれ入力される。

[0011] 受信信号処理回路 $845-1 \sim 845-N_{SDM}$ では、FFT回路 $857-1 \sim 857-N_{Ant}$ から入力されたサブキャリアごとの信号に対し、受信ウエイト算出回路 847 から入力された受信ウエイトを乗算し、各アンテナ素子 $851-1 \sim 851-N_{Ant}$ で受信された信号をサブキャリアごとに加算合成する。受信信号処理回路 $845-1 \sim 845-N_{SDM}$ は、加算合成した信号に対して復調処理を施し、再生されたデータをMAC層処理回路 68 に出力する。

[0012] ここで、異なる受信信号処理回路 $845-1 \sim 845-N_{SDM}$ では、異なる信号系列の信号処理が行われる。また、複数の受信信号処理回路 $845-1 \sim 845-N_{SDM}$ にまたがった受信信号処理として、MLDやQR分解を用いた簡易MLD等を用いても良い。また、MAC層処理回路 68 は、MAC層に関する処理（例えば、インタフェース回路 67 に対して入出力するデータと、無線回線上で送受信されるデータ即ち無線パケットとの変換、MAC層のヘッダ情報の終端など）を行う。MAC層処理回路 68 にて処理された受信データは、インタフェース回路 67 を介して外部機器ないしはネットワークに出力される。また、全体のタイミング制御など、全体の通信に係る制御を通信制御回路 41 が管理する。

[0013] 以上説明した上記構成の最大の特徴は、受信信号処理回路 $845-1 \sim 845-N_{SDM}$ や送信信号処理回路 $811-1 \sim 811-N_{SDM}$ で行う送受信ウエイトの乗算処理は、周波数成分ごとに異なるウエイトを用い、これに対応するため時間軸上の信号を周波数軸上の信号に変換（各サブキャリアの信号に分離）するFFT回路 $857-1 \sim 857-N_{Ant}$ 、周波数軸上の信号から

時間軸上の信号に変換する IFFT & G 付与回路 813-1 ~ 813- N_{Ant} を実装する OFDM 変調方式を用いる場合には典型的であるが、異なるサブキャリアの信号は相互に直交しており、送信側で所定のサブキャリアに割り当てた信号は他のサブキャリアに漏れこむことなしに、FFT 回路 857-1 ~ 857- N_{Ant} によりサブキャリア毎の信号に分離される。このようなサブキャリア間の信号干渉がないことを前提に処理が行われるという特徴を有している。

[0014] また、非特許文献 1 には、上記の構成と異なる構成が示されている。非特許文献 1 に記載された無線局装置の構成においても、無線局装置の構成は図 17 に示す無線局装置 60 と等価な構成をとる。図 17 と異なるのは送信部 61 が送信部 62a に、受信部 65 が受信部 66a に、通信制御回路 41 が通信制御回路 42 に置き換えられている点のみであり、このため全体的な機能及び特徴は図 17 に準じており、ここでは図及び説明の詳細は省略する。

[0015] 図 20 は、非特許文献 1 における無線局装置の送信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。図 20 に示すように、送信部 62a は、送信信号処理回路 711-1 ~ 711- N_{SDM} と、加算合成回路 812-1 ~ 812- N_{Ant} と、IFFT & G 付与回路 313-1 ~ 313- N_{SDM} と、D/A 変換器 814-1 ~ 814- N_{Ant} と、ローカル発振器 815 と、ミキサ 816-1 ~ 816- N_{Ant} と、フィルタ 817-1 ~ 817- N_{Ant} と、ハイパワーアンプ 818-1 ~ 818- N_{Ant} と、アンテナ素子 819-1 ~ 819- N_{Ant} と、送信ウエイト処理部 740 と、時間軸送信ウエイト乗算回路 761-1 ~ 761- N_{SDM} とを備えている。送信信号処理回路 711-1 ~ 711- N_{SDM} と、送信ウエイト処理部 740 とは、通信制御回路 42 に接続されている。

[0016] 送信ウエイト処理部 740 は、チャネル情報取得回路 741 と、チャネル情報記憶回路 742 と、時間軸送信ウエイト算出回路 743 とを備えている。また、加算合成回路 812-1 ~ 812- N_{Ant} からアンテナ素子 819-1 ~ 819- N_{Ant} などの回路の添え字の N_{Ant} は、無線局装置 60 が備える

アンテナ素子数を表す。図 18 との差分は、図 18 ではアンテナ系統ごとに IFFT & G 付与回路 813-1 ~ 813- N_{Ant} が備えられ、アンテナ系統ごとに IFFT 処理などを行うと共に、送信ウエイトの乗算は周波数領域で行っていた。しかし、送信信号処理回路 711-1 ~ 711- N_{SDM} では基本的に送信ウエイトを乗算せず、時間領域にて送信ウエイトを乗算するための時間軸送信ウエイト乗算回路 761-1 ~ 761- N_{SDM} と、これに伴う送信ウエイトの信号処理を行う送信ウエイト処理部 740 が送信ウエイト処理部 840 に変えて実装されている。

[0017] 非特許文献 1 における技術では、一つの無線局装置 60 が他の無線局装置 60 宛に信号を空間多重して送信するため、複数系統の信号系列が MAC 層処理回路 68 から送信部 62a に入力され、入力された複数系統の信号系列が送信信号処理回路 711-1 ~ 711- N_{SDM} に入力される。送信信号処理回路 711-1 ~ 711- N_{SDM} は、宛先の無線局装置 60 に送信すべきデータ（データ入力 #1 ~ # N_{SDM} ）が MAC 層処理回路 68 から無線回線で送信するデータ（無線パケット）が入力されると、これに対して変調処理を行う。

[0018] ここで、例えば OFDM 変調方式を用いるのであれば、各信号系列の信号はサブキャリアごとに変調処理が行われる。ここでは基本的に送信ウエイトの乗算を行わず、基本的に各信号系列の変調処理等の、無線信号の送信に必要な信号処理を施す。これらの信号処理を行った後、ベースバンドにおける送信信号の周波数領域の信号として各送信信号処理回路 711-1 ~ 711- N_{SDM} から IFFT & G 付与回路 313-1 ~ 313- N_{SDM} に入力される。IFFT & G 付与回路 313-1 ~ 313- N_{SDM} では、送信信号処理回路 711-1 ~ 711- N_{SDM} から入力された周波数領域の信号を IFFT 処理し、さらにガードインターバルを挿入し、必要に応じて波形成形などの処理を行い、時間領域の信号に変換する。

[0019] これらの信号は時間軸送信ウエイト乗算回路 761-1 ~ 761- N_{SDM} に入力され、ここでサンプリングデータ毎に信号系列ごとの時間軸送信ウエイト

トを乗算する。この時間軸送信ウエイトは、受信系において受信ウエイトを算出する際の情報ないしはこの情報にキャリブレーション処理を施した情報などをチャネル情報取得回路741が情報収集し、この必要な情報をチャネル情報記憶回路742が記憶する。チャネル情報記憶回路742が記憶した情報を基に、通信相手である無線局装置60宛の時間領域の送信ウエイトを時間軸送信ウエイト算出回路743が算出する。この送信ウエイト処理部740の処理は基本的に時間領域の送信ウエイトを算出するためのもので、この様な構成以外にも、受信側で算出した時間領域の受信ウエイトに、送信／受信間のアンテナ素子ごとの複素位相の回転量を補正するキャリブレーション処理を施すことで時間軸送信ウエイトを算出しても構わない。この様な機能を備えれば、送信ウエイト処理部740の構成は如何なるものであっても構わない。また、この時間軸送信ウエイトは逐次更新するものであっても良いし、チャネルの時変動が無視できる場合には、一度算出したウエイトを記憶しておき、使いまわす形で利用しても構わない。

[0020] この様にして時間領域の送信ウエイトをアンテナ素子系統毎に乗算した信号は、空間多重する信号系列に亘り加算合成回路812-1～812- N_{Ant} に入力され、サンプリングデータ毎に加算合成される。合成された信号は、アンテナ素子819-1～819- N_{Ant} ごとに、D/A変換器814-1～814- N_{Ant} でデジタル・サンプリング・データからベースバンドのアナログ信号に変換される。更に、各アナログ信号は、ローカル発振器815から入力される局部発振信号と、ミキサ816-1～816- N_{Ant} で乗算され、無線周波数の信号にアップコンバートされる。ここで、アップコンバートされた信号には、送信すべきチャネルの帯域外の領域に信号が含まれるため、フィルタ817-1～817- N_{Ant} で帯域外の信号を除去し、送信すべき信号を生成する。生成された信号は、ハイパワーアンプ818-1～818- N_{Ant} で増幅され、アンテナ素子819-1～819- N_{Ant} より送信される。また通信制御回路42は、無線局装置が基地局装置である場合には、複数の端末局装置と通信することになるため、宛先局がどの端末局装置であるか

を管理し、利用する時間軸送受信ウエイトがいずれであるかを指定する。

[0021] なお、非特許文献1に記載された技術において用いる時間軸の送信ウエイトは、無線局装置60のアンテナ素子から通信相手の無線局装置60のアンテナ素子に向けての各チャネル行列に対する第1右特異ベクトルの近似解に相当する。なお、非特許文献1に記載された技術においては、時間軸送信ウエイト乗算回路761-1~761- N_{SDM} から出力される N_{SDM} 系統の信号は加算合成回路812-1~812- N_{Ant} にて合成され、後続するD/A変換器814-1~814- N_{Ant} からアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} までを共用するが、加算合成回路812-1~812- N_{Ant} にて合成することなく個別に後続するD/A変換器814-1~814- N_{Ant} からアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} までを実装し、それぞれにおいてアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} によりサブアレーを構成しても良い。

[0022] 図21は、非特許文献1における無線局装置の受信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。図21に示すように、受信部66aは、アンテナ素子851-1~851- N_{Ant} と、ローノイズアンプ852-1~852- N_{Ant} と、ローカル発振器853と、ミキサ854-1~854- N_{Ant} と、フィルタ855-1~855- N_{Ant} と、A/D変換器856-1~856- N_{Ant} と、FFT回路257-1~257- N_{SDM} と、受信信号処理回路745-1~745- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部744と、時間軸受信ウエイト乗算回路755-1~755- N_{SDM} と、時間軸受信ウエイト算出回路757とを備えている。受信信号処理回路745-1~745- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部744と、時間軸受信ウエイト算出回路757とは、通信制御回路42に接続されている。受信ウエイト処理部744は、チャネル情報推定回路746と、受信ウエイト算出回路747とを備えている。

[0023] まず、アンテナ素子851-1~851- N_{Ant} で受信した信号は、ローノイズアンプ852-1~852- N_{Ant} で増幅される。増幅された信号とローカル発振器853から出力される局部発振信号とがミキサ854-1~854- N_{Ant} で乗算され、増幅された信号は無線周波数の信号からベースバンド

の信号にダウンコンバートされる。ダウンコンバートされた信号には、受信すべき周波数帯域外の信号も含まれるため、フィルタ $855-1 \sim 855-N_{Ant}$ で帯域外成分を除去する。帯域外成分が除去された信号は、A/D変換器 $856-1 \sim 856-N_{Ant}$ で時間領域のデジタルベースバンド信号に変換される。

[0024] この時間領域のデジタルベースバンド信号は、空間多重する各信号系列に対応した時間軸受信ウエイト乗算回路 $755-1 \sim 755-N_{SDM}$ に入力され、各アンテナシステムのサンプリングデータに時間領域の受信ウエイトである時間軸受信ウエイトを、サンプリングデータ毎に乗算して全アンテナ系統に対して加算する。この処理は N_{SDM} 個の時間軸受信ウエイト乗算回路 $755-1 \sim 755-N_{SDM}$ で個別に実施され、その結果をFFT回路 $257-1 \sim 257-N_{SDM}$ に出力する。FFT回路 $257-1 \sim 257-N_{SDM}$ では、ここでは記載を省略したタイミング検出用の回路で判定した所定のシンボルタイミングでガードインターバルを除去し、それをFFT処理により時間領域の信号を周波数領域の信号に変換する。これらの周波数領域の信号は受信信号処理回路 $745-1 \sim 745-N_{SDM}$ に入力され、受信ウエイト処理部744より与えられる受信ウエイトを用いてサブキャリア毎に各信号系列間の相互干渉を抑圧し、必要に応じて誤り訂正などの残りの処理を実施し送信信号を再生する。この結果はMAC層処理回路68に出力される。

[0025] ここで、異なる受信信号処理回路 $745-1 \sim 745-N_{SDM}$ では、異なる信号系列の信号処理が行われるが、複数の受信信号処理回路 $745-1 \sim 745-N_{SDM}$ にまたがった受信信号処理として、MLDやQR分解を用いた簡易MLD等を用いても良い。

ここで、FFT回路 $257-1 \sim 257-N_{SDM}$ からの出力はチャネル情報推定回路746にも入力される。チャネル情報推定回路746では、各サブキャリアに分離されたチャネル推定用の既知の信号（無線パケットの先頭に付与されるプリアンブル信号等）を基に送信局と受信局側の間の空間多重される信号系列間（信号系列数は N_{SDM} ）のチャネル情報をサブキャリアごとに

推定し、その推定結果を受信ウエイト算出回路 747 に出力する。受信ウエイト算出回路 747 では、入力されたチャネル情報を基に乗算すべき受信ウエイトをサブキャリアごとに算出する。この受信ウエイトに関しては、例えば前述の様に、ZF 型の擬似逆行列を利用したり、MMSE 型の受信ウエイト行列を利用したりする。この際、受信信号処理回路 745-1 ~ 745-N_{SDM} に対応する受信ウエイトベクトルは信号系列ごとに異なり、上述のZF 型の逆行列ないしはMMSE 型の受信ウエイト行列などの行ベクトルに相当し、抽出すべき信号系列に対応する受信信号処理回路 745-1 ~ 745-N_{SDM} にそれぞれ入力される。

[0026] さらに、A/D変換器 856-1 ~ 856-N_{Ant} からの出力は、時間軸受信ウエイト算出回路 757 にも入力される。ここでは、基準アンテナのチャネル推定用の既知の信号がOFDMシンボルの1周期（ガードインターバルを除くデータ部分）ないしは整数周期分のサンプリングデータに対し、それらの相関を取る形で時間軸受信ウエイトを算出する。具体的には、空間多重される信号系列ごとに送信される、例えば第jアンテナの第kサンプルのサンプリングデータを $x_j^{(k)}$ と置き、基準アンテナを第1アンテナとするならば、以下の式(1)でその信号系列の時間軸受信ウエイトは算出される。

[0027] [数1]

$$w_j = \frac{1}{\left| \sum_k x_1^{(k)} x_j^{(k)*} \right|} \sum_k x_1^{(k)} x_j^{(k)*} \quad \dots (1)$$

[0028] この係数はN_{SDM}システムに対して個別に求められ、それぞれが対応する個別の時間軸受信ウエイト乗算回路 755-1 ~ 755-N_{SDM} に入力される。また送信部 62a と同様に、受信部 66a は、アンテナ素子 851-1 ~ 851-N_{Ant} からA/D変換器 856-1 ~ 856-N_{Ant} までを共用し、A/D変換器 856-1 ~ 856-N_{Ant} からの出力をN_{SDM}システムにコピーして個別の時間軸受信ウエイト乗算回路 755-1 ~ 755-N_{SDM} に入力しているが

、アンテナ素子 851-1 ~ 851- N_{Ant} から A/D 変換器 856-1 ~ 856- N_{Ant} までを個別に実装し、各アンテナ素子 851-1 ~ 851- N_{Ant} がサブアレー構成となるように実現することも可能である。

[0029] また、非特許文献 2 には、上記の各構成と異なる構成が示されている。非特許文献 2 に記載された無線局装置の構成においても、無線局装置の構成は図 17 に示す無線局装置 60 と等価な構成をとる。図 17 と異なるのは送信部 61 が送信部 62b に、受信部 65 が受信部 66b に、通信制御回路 41 が通信制御回路 43 に置き換えられている点のみであり、このため全体的な機能及び特徴は図 17 に準じており、ここでは図及び説明の詳細は省略する。

[0030] 図 22 は、非特許文献 2 における無線局装置の送信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。図 22 に示すように、送信部 62b は、送信信号処理回路 711-1 ~ 711- N_{SDM} と、IFFT & G 付与回路 313-1 ~ 313- N_{SDM} と、D/A 変換器 314-1 ~ 314- N_{SDM} と、ローカル発振器 815 と、ミキサ 316-1 ~ 316- N_{SDM} と、フィルタ 317-1 ~ 317- N_{SDM} と、ハイパワーアンプ 818-1 ~ 818- N_{Ant} と、アンテナ素子 819-1 ~ 819- N_{Ant} と、合成器 671-1 ~ 671- N_{Ant} と、移相器群 681-1 ~ 681- N_{SDM} と、分配器 673-1 ~ 673- N_{SDM} と、位相制御回路 688 と、時間軸送信ウェイト算出回路 642 を備えている。送信信号処理回路 711-1 ~ 711- N_{SDM} と、時間軸送信ウェイト算出回路 642 とは、通信制御回路 43 に接続されている。

[0031] 非特許文献 2 には、時間軸送信ウェイトの算出方法が記されている。これまで説明してきた背景技術では、例えば図 19 や図 21 に記載の様に、アンテナ素子毎に A/D 変換器 856 を実装しており、この A/D 変換器 856 からのサンプリングデータを用いて、アンテナ素子毎のチャネルの推定や基準アンテナ素子と各アンテナ素子の間の相関などを直接取得することができた。しかし、非特許文献 2 では、後述する受信部 66b においても送信部 62b と同様に、移相器を用いて各アンテナ素子の信号の複素位相を回転する

ため、A/D変換器はアンテナ素子毎ではなく空間多重される信号系列ごとに実装され、必ずしも直接的に全アンテナ素子に関する時間軸送信ウエイト及び時間軸受信ウエイトを算出できるわけではない。

[0032] しかし、非特許文献2に示す手法などを用いて、一部のアンテナ素子を用いて無線信号の到来方向を推定し、その到来方向に向けるように全アンテナ素子の時間軸送受信ウエイトを算出することは可能である。したがって、時間軸送信ウエイト算出回路743は本図には記載しない何らかの到来方向推定手段などを用い、時間軸送信ウエイトを算出する機能を備えるものとする。

[0033] 図20との差分は、時間軸送信ウエイト乗算回路761-1～761- N_{SDM} と加算合成回路812-1～812- N_{Ant} が省略され、代わりに合成器671-1～671- N_{Ant} 、移相器群681-1～681- N_{SDM} 、分配器673-1～673- N_{SDM} 、及び位相制御回路688とが追加された点、及び時間軸送信ウエイト算出回路743が時間軸送信ウエイト算出回路642に変更された点である。これは、時間軸送信ウエイトの乗算処理が、図20では時間軸送信ウエイト乗算回路761-1～761- N_{SDM} と加算合成回路812-1～812- N_{Ant} によりデジタル信号処理として実現していたのに対し、本背景技術では合成器671-1～671- N_{Ant} 、移相器群681-1～681- N_{SDM} 、分配器673-1～673- N_{SDM} にてアナログ信号処理として実現されるように変更されている。

[0034] さらにこの変更に伴い、上述のようにアンテナ素子毎にD/A変換器814-1～814- N_{Ant} 、ミキサ816-1～816- N_{Ant} 、フィルタ817-1～817- N_{Ant} が実装されていたものが、空間多重伝送の信号系列ごとにD/A変換器314-1～314- N_{SDM} 、ミキサ316-1～316- N_{SDM} 、フィルタ317-1～317- N_{SDM} として実装されるように変更されている。一般に、 N_{Ant} は超多数のアンテナ素子数であるために N_{SDM} よりも十分に大きな値となり、結果的に回路全体の部品点数が大幅に縮小されることになる。また、時間軸送信ウエイト算出回路743と時間軸送信ウエイト

ト算出回路642の差分は、時間軸送信ウエイト算出回路743は受信側の各アンテナ系統のA/D変換器856-1~856- N_{Ant} からの信号を基に時間軸送信ウエイトを算出しているが、時間軸送信ウエイト算出回路642の場合には、非特許文献2に記載の手法などを用いた何らかの手法で時間軸送信ウエイトを算出するとしている点である。

[0035] 以下、信号処理の詳細を図に基づいて説明する。

非特許文献2に記載された技術では、一つの無線局装置60が他の無線局装置60宛に信号を空間多重して送信するため、複数系統の信号系列がMAC層処理回路68から送信部62bに入力され、入力された複数系統の信号系列が送信信号処理回路711-1~711- N_{SDM} に入力される。送信信号処理回路711-1~711- N_{SDM} は、宛先の無線局装置60に送信すべきデータ（データ入力#1~# N_{SDM} ）がMAC層処理回路68から無線回線で送信するデータ（無線パケット）が入力されると、これに対して変調処理を行う。

[0036] ここで、例えばOFDM変調方式を用いるのであれば、図23に示す有効帯域幅 W' 内において、各信号系列の信号はサブキャリアごとに変調処理が施され、ベースバンドにおける送信信号の周波数領域の信号として各送信信号処理回路711-1~711- N_{SDM} からIFFT&G付与回路313-1~313- N_{SDM} に入力され、IFFT&G付与回路313-1~313- N_{SDM} にて周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換され、更にガードインターバルの挿入やOFDMシンボル間（SC-FDEであればブロック伝送のブロック間）の波形整形等の処理が行われる。

[0037] 図23は、従来技術におけるOFDM信号の波形の具体例を示す図である。図23において、901はOFDM信号の波形領域を表し、902は個別のサブキャリアの信号を表し、903及び904はガードバンドのサブキャリア信号を表す。無線システムに割り当てられた帯域幅 W に対し、実際には隣接チャネルへの干渉を抑えるために未使用のサブキャリア903、904より構成されるガードバンドが帯域幅の両側に存在し、この結果として実際

に利用可能な有効帯域幅 W' は帯域幅 W よりも若干小さめの幅となる。ここで、「有効」とは、データ伝送に利用可能であることを意味する。すなわち、「有効帯域幅」とは、データ伝送に利用可能な帯域幅であることを意味する。図23では、「有効帯域幅」は、帯域幅 W からガードバンドを除いた帯域幅である。ガードバンドは、周波数の混信を防ぐために設けられる。そのため、ガードバンドに信号を載せることは混信を防ぐ意味で好ましくない。このように、「有効帯域幅」は、データ伝送に利用可能な帯域幅であることを意味する。

[0038] IFFT&G付与回路313-1~313- N_{SDM} にて時間領域の信号に変換されたデジタル・サンプリング・データは、空間多重される信号系統ごとに、D/A変換器314-1~314- N_{SDM} でデジタル・サンプリング・データからベースバンドのアナログ信号に変換される。更に、各アナログ信号は、ローカル発振器815から入力される局部発振信号と、ミキサ316-1~316- N_{SDM} で乗算され、無線周波数の信号にアップコンバートされる。ここで、アップコンバートされた信号には、送信すべきチャネルの帯域外の領域に信号が含まれるため、フィルタ317-1~317- N_{SDM} で帯域外の信号を除去し、送信すべき信号を生成する。生成された信号は、分配器673-1~673- N_{SDM} でアンテナ素子毎の信号に分配する。すなわち、 N_{Ant} 系統のアンテナ毎の信号が、 N_{SDM} セット分だけ出力されている。

[0039] 例えば、第1系統目の信号系列の信号は、移相器群681-1の中の N_{Ant} 個の移相器を用い、各アンテナ系統毎の複素位相の回転量をそれぞれ独立で与え、それらを合成器671-1~671- N_{Ant} に入力する。同様に、第2系統目から第 N_{SDM} 系統の信号系列の信号は、移相器群681-2~681- N_{SDM} の中のそれぞれ N_{Ant} 個の移相器を用い、各アンテナ系統毎の複素位相の回転量をそれぞれ独立で与え、それらを合成器671-1~671- N_{Ant} に入力する。合成器671-1~671- N_{Ant} では、これらの信号をアンテナ素子毎に合成し、これをハイパワーアンプ818-1~818- N_{Ant} で増幅し、アンテナ素子819-1~819- N_{Ant} から信号を送信する。

[0040] なお、移相器群 $681-1 \sim 681-N_{SDM}$ の中のそれぞれ N_{Ant} 個の移相器での位相回転量は位相制御回路 688 より指示する。位相制御回路 688 は、時間軸送信ウエイト算出回路 642 で算出した位相の回転量を $E \times p(j\theta)$ 形式の複素数から角度 θ に変換し、その位相量（角度 θ ）を移相器に設定する。通信制御回路は 43 、例えば無線局装置 60 が基地局装置であれば、通信相手局の情報を時間軸送信ウエイト算出回路 642 に指示し、時間軸送信ウエイト算出回路 642 ではこの情報を基に適用する位相情報を選択する。

[0041] なお、非特許文献 2 に記載された技術においても同様に、分配器 $673-1 \sim 673-N_{SDM}$ から移相器群 $681-1 \sim 681-N_{SDM}$ までの N_{SDM} 系統を合成器 $671-1 \sim 671-N_{Ant}$ で合成し、ハイパワーアンプ $818-1 \sim 818-N_{Ant}$ からアンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ を各信号系列で共用する構成をとるが、合成器 $671-1 \sim 671-N_{Ant}$ で合成することなく個別に後続するハイパワーアンプ $818-1 \sim 818-N_{Ant}$ からアンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ までを個別に実装し、それぞれにおいてアンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ によりサブアレーを構成しても良い。

またその他の注意事項に関しては、他の背景技術に関する説明と同様であるのでここでは説明を省略する。

[0042] 図 24 は、非特許文献 2 における無線局装置の受信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。図 24 に示すように、受信部 $66b$ は、アンテナ素子 $851-1 \sim 851-N_{Ant}$ と、ローノイズアンプ $852-1 \sim 852-N_{Ant}$ と、ローカル発振器 853 と、ミキサ $254-1 \sim 254-N_{SDM}$ と、フィルタ $255-1 \sim 255-N_{SDM}$ と、 A/D 変換器 $256-1 \sim 256-N_{SDM}$ と、FFT 回路 $257-1 \sim 257-N_{SDM}$ と、受信信号処理回路 $745-1 \sim 745-N_{SDM}$ と、受信ウエイト処理部 744 と、時間軸受信ウエイト算出回路 657 とを備えている。受信信号処理回路 $745-1 \sim 745-N_{SDM}$ と、受信ウエイト処理部 744 と、時間軸受信ウエイト算出回路 657 と

は、通信制御回路 4 3 に接続されている。受信ウエイト処理部 7 4 4 は、チャンネル情報推定回路 7 4 6 と、受信ウエイト算出回路 7 4 7、位相制御回路 6 7 8 とを備えている。

[0043] 上述の非特許文献 2 には、時間軸送信ウエイトと同様に時間軸受信ウエイトの算出方法が記されている。しかし、本図に示すように、受信部 6 6 b においても送信部 6 2 b と同様に、移相器を用いて各アンテナ素子の信号の複素位相を回転するため、A/D 変換器はアンテナ素子毎ではなく空間多重される信号系列ごとに実装され、必ずしも直接的に全アンテナ素子に関する時間軸送信ウエイト及び時間軸受信ウエイトを算出できるわけではない。

[0044] しかし、非特許文献 2 に示す手法などを用いて、一部のアンテナ素子を用いて無線信号の到来方向を推定し、その到来方向に向けるように全アンテナ素子の時間軸送受信ウエイトを算出することは可能である。時間軸受信ウエイト算出回路 7 5 7 は本図には記載しない何らかの到来方向推定手段などを用い、時間軸受信ウエイトを算出する機能を備えるものとする。

[0045] 図 2 1 との差分は、時間軸受信ウエイト乗算回路 7 5 5 - 1 ~ 7 5 5 - N_{SDM} が省略され、代わりに分配器 6 7 2 - 1 ~ 6 7 2 - N_{Ant} 、移相器群 6 8 2 - 1 ~ 6 8 2 - N_{SDM} 、合成器 6 7 4 - 1 ~ 6 7 4 - N_{SDM} 、及び位相制御回路 6 7 8 とが追加された点、及び時間軸受信ウエイト算出回路 7 5 7 が時間軸受信ウエイト算出回路 6 5 7 に変更された点である。これは、時間軸受信ウエイトの乗算処理が、図 2 1 では時間軸受信ウエイト乗算回路 7 5 5 - 1 ~ 7 5 5 - N_{SDM} によりデジタル信号処理として実現していたのに対し、本背景技術では分配器 6 7 2 - 1 ~ 6 7 2 - N_{Ant} 、移相器群 6 8 2 - 1 ~ 6 8 2 - N_{SDM} 、合成器 6 7 4 - 1 ~ 6 7 4 - N_{SDM} にてアナログ信号処理として実現されるように変更されている。

[0046] さらにこの変更に伴い、上述のようにアンテナ素子毎に A/D 変換器 8 5 6 - 1 ~ 8 5 6 - N_{Ant} 、ミキサ 8 5 4 - 1 ~ 8 5 4 - N_{Ant} 、フィルタ 8 5 5 - 1 ~ 8 5 5 - N_{Ant} が実装されていたものが、空間多重伝送の信号系列ごとに A/D 変換器 2 5 6 - 1 ~ 2 5 6 - N_{SDM} 、ミキサ 2 5 4 - 1 ~ 2 5 4 -

N_{SDM} 、フィルタ 255-1 ~ 255- N_{SDM} として実装されるように変更されている。一般に、 N_{Ant} は超多数のアンテナ素子数であるために N_{SDM} よりも十分に大きな値となり、結果的に回路全体の部品点数が大幅に縮小されることになる。また、時間軸受信ウエイト算出回路 757 と時間軸受信ウエイト算出回路 657 の差分は、時間軸受信ウエイト算出回路 757 は各アンテナ系統の A/D 変換器 256-1 ~ 256- N_{SDM} からの信号を受けて、式(6)より時間軸受信ウエイトを算出しているが、時間軸受信ウエイト算出回路 657 の場合に非特許文献 2 に記載の手法などを用いた何らかの手法で時間軸受信ウエイトを算出している点である。

[0047] 以下、信号処理の詳細を図に基づいて説明する。

非特許文献 2 に記載された技術では、アンテナ素子 851-1 ~ 851- N_{Ant} で受信した信号は、ローノイズアンプ 852-1 ~ 852- N_{Ant} で増幅される。増幅された信号は、分配器 672-1 ~ 672- N_{Ant} で空間多重された信号系列ごと (N_{SDM} 系統) に分配され、それぞれの信号系列ごとに移相器群 682-1 ~ 682- N_{SDM} に入力される。例えば、移相器群 682-1 には N_{Ant} 個の移相器が実装されており、各アンテナ系統毎の複素位相の回転量をそれぞれ独立で与える。これらのアンテナ素子毎の N_{Ant} 系統の信号は合成器 674-1 に入力され、第 1 系統の信号系列の信号がミキサ 254-1 に出力される。同様に、移相器群 682-2 ~ 682- N_{SDM} に入力された信号は、それぞれ N_{Ant} 個の移相器を用い、アンテナ系統毎の複素位相の回転量をそれぞれ独立で与える。これらのアンテナ素子毎の N_{Ant} 系統の信号は合成器 674-2 ~ 674- N_{SDM} に入力され、第 2 ~ 第 N_{SDM} 系統の信号系列の信号がミキサ 254-2 ~ 254- N_{SDM} に出力される。この様にして、アンテナ素子毎の N_{Ant} 系統の信号は空間多重される信号系列毎の N_{SDM} 系統の信号に変換される。

[0048] これらの信号は、ローカル発振器 853 から出力される局部発振信号とミキサ 254-1 ~ 254- N_{SDM} にて乗算され、これらの信号は無線周波数の信号からベースバンドの信号にダウンコンバートされる。ダウンコンバート

された信号には、受信すべき周波数帯域外の信号も含まれるため、フィルタ $255-1 \sim 255-N_{SDM}$ で帯域外成分を除去する。帯域外成分が除去された信号は、A/D変換器 $256-1 \sim 256-N_{SDM}$ で時間領域のデジタルベースバンド信号に変換され、これをFFT回路 $257-1 \sim 257-N_{SDM}$ に出力する。FFT回路 $257-1 \sim 257-N_{SDM}$ では、ここでは記載を省略したタイミング検出用の回路で判定した所定のシンボルタイミングでガードインターバルを除去し、それをFFT処理により時間領域の信号を周波数領域の信号に変換する。

これらの周波数領域の信号は受信信号処理回路 $745-1 \sim 745-N_{SDM}$ に入力され、受信ウエイト処理部 744 より与えられる受信ウエイトを用いてサブキャリア毎に各信号系列間の相互干渉を抑圧し、必要に応じて誤り訂正などの残りの処理を実施し送信信号を再生する。この結果はMAC層処理回路 68 に出力される。

[0049] ここで、FFT回路 $257-1 \sim 257-N_{SDM}$ からの出力はチャネル情報推定回路 746 にも入力される。チャネル情報推定回路 746 では、各サブキャリアに分離されたチャネル推定用の既知の信号（無線パケットの先頭に付与されるプリアンブル信号等）を基に送信局と受信局側の間の空間多重される信号系列間（信号系列数は N_{SDM} ）のチャネル情報をサブキャリアごとに推定し、その推定結果を受信ウエイト算出回路 747 に出力する。受信ウエイト算出回路 747 では、入力されたチャネル情報を基に乗算すべき受信ウエイトをサブキャリアごとに算出する。

[0050] この受信ウエイトに関しては、例えば前述の様に、ZF型の擬似逆行列を利用したり、MMSE型の受信ウエイト行列を利用したりする。この際、受信信号処理回路 $745-1 \sim 745-N_{SDM}$ に対応する受信ウエイトベクトルは信号系列ごとに異なり、上述のZF型の逆行列ないしはMMSE型の受信ウエイト行列などの行ベクトルに相当し、抽出すべき信号系列に対応する受信信号処理回路 $745-1 \sim 745-N_{SDM}$ にそれぞれ入力される。

[0051] なお、移相器群 $682-1 \sim 682-N_{SDM}$ の中のそれぞれ N_{Ant} 個の移相

器での位相回転量は位相制御回路678より指示する。位相制御回路678は、時間軸受信ウエイト算出回路657で算出した位相の回転量を $E \times p(j\theta)$ 形式の複素数から角度 θ に変換し、その位相量（角度 θ ）を移相器に設定する。通信制御回路は43、例えば無線局装置60が基地局装置であれば、通信相手局の情報を時間軸受信ウエイト算出回路657に指示し、時間軸受信ウエイト算出回路657ではこの情報を基に適用する位相情報を選択する。

[0052] ここで、送信側の移相器群681-1～681- N_{SDM} と受信側の移相器群682-1～682- N_{SDM} において共通した注意事項であるが、ここで与える位相回転量は前述の非特許文献1に関する説明の中の式(1)に相当する複素位相を回転させることになるが、移相器群681-1～681- N_{SDM} 及び移相器群682-1～682- N_{SDM} における移相器にて複素位相 θ を回転させることは、通常は遅延線による遅延の付加により複素位相を θ だけ遅らせることになるため、非特許文献1に記載の式(1)などで得られる係数の複素位相とは符号が逆になる点が注意すべき点である。すなわち、式(1)で得られた係数において「正の実数 $\times E \times p(j\phi)$ 」なる係数が得られた場合、移相器群681-1～681- N_{SDM} 及び移相器群682-1～682- N_{SDM} における移相器に設定すべき複素位相 θ は $\theta = -\phi$ の様に与えることになる。

[0053] なお、非特許文献2に記載された技術においても同様に、アンテナ素子851-1～851- N_{Ant} 、ローノイズアンプ852-1～852- N_{Ant} からの信号は分配器672-1～672- N_{Ant} にて分配され、これにより移相器群682-1～682- N_{SDM} から合成器674-1～674- N_{SDM} までの N_{SDM} 系統はアンテナ素子851-1～851- N_{Ant} 、ローノイズアンプ852-1～852- N_{Ant} を共用した構成となっているが、分配器672-1～672- N_{Ant} で分配することなく個別にアンテナ素子851-1～851- N_{Ant} 、ローノイズアンプ852-1～852- N_{Ant} を実装し、それぞれにおいてアンテナ素子851-1～851- N_{Ant} によりサブアレーを構成

しても良い。

またその他の注意事項に関しては、他の背景技術に関する説明と同様であるのでここでは説明を省略する。

[0054] 一般的に無線通信においては、送受信データに変調処理を加えた送受信信号であるベースバンド信号から、実際に通信で用いる無線周波数信号に変換するために、無線周波数のローカル発振器からの信号と上述のベースバンド信号とがミキサにおいて乗算されて周波数変換される。この際、ミキサにはローカル発振器からの正弦波信号が入力されることになるが、ミリ波の様に高い周波数帯になると、正弦波信号に対して位相が若干ふらつく現象が発生し、これが雑音として振る舞い通信特性を劣化させることになる。これは位相雑音と呼ばれるもので、位相雑音を伴わない場合の正弦波信号を周波数領域で見れば、中心周波数の成分のみに信号密度が集中しているのに対し、位相雑音を伴う場合には中心周波数の周りに他の周波数成分を伴った分布を示すことになる。つまり、あるサブキャリアの信号に着目すれば、そのサブキャリアの送信信号が受信局側ではそのサブキャリアに隣接する他の周波数成分に漏れ出していることを意味し、OFDM変調方式の場合であればサブキャリア間の直交性が破れ、サブキャリア間干渉が生じた状態となっていることになる。

[0055] この様な位相雑音の影響を低減するため、一般のミリ波帯のシステムではシングルキャリア伝送を採用することが多い。例えば、シングルキャリア伝送の最大の弱点は反射波成分による周波数選択性の歪であるが、送信局、受信局に大開口のパラボラアンテナ等を実装し、1対1の対向通信を行う場合にはパラボラアンテナで形成されるペンシルビームが反射波の影響を抑え、歪のない綺麗な波形での通信を可能とする。位相雑音は、ローカル信号の周波数の揺らぎに起因しているため、短時間では大きな問題とはならないが、ある程度の時間スケールではその揺らぎの累積として無視できない影響を与える。したがって、例えばシングルキャリア伝送のシステムでは受信信号から位相雑音に伴う複素位相の累積を推定し、これをキャンセルする処理を行

うことで位相雑音の影響を低減する。

[0056] 具体的には、位相雑音の累積としての位相誤差が大きくなる前の段階で、受信局において一旦信号検出を行い、誤り訂正の後に送信側の送信信号を再生する。その後、受信局において、再生された信号を送信側と同様に符号化及び変調処理を行い、伝搬チャネル上での振幅の減衰及び複素位相の回転に相当する伝達関数を乗算し、受信信号のレプリカ信号を生成する。ここで乗算する伝達関数は、受信を開始した時の先頭領域に付与されていたトレーニング信号などを用いて行う。そのため、時間とともに位相雑音が累積して複素位相成分に誤差が生じてくる。したがって、このトレーニング信号などから取得した伝達関数を用いて生成したレプリカ信号に対し、実際の受信信号は複素位相が全体的にオフセットがついている状況となる。そこで、このレプリカ信号と実際の受信信号の差分の複素雑音を取得して統計的な処理を行う。

[0057] 一般に、熱雑音は受信信号の複素空間上で等方的な白色のガウス雑音と見做せるので、ある程度のサンプル数で平均化すると複素空間上の原点に集約する。しかし、位相雑音により複素位相のオフセットが定常的に付加されている場合には、その熱雑音が原点に集約しない。この様に、所定の周期でレプリカ信号と実際の受信信号の差分を統計的に処理することで、複素位相に加わる定常的なオフセットを逐次推定し、その推定されたオフセットをキャンセルする信号処理を行う。この様に、逐次、位相雑音の累積値を予測して追跡するトラッキング処理を行うことで、位相雑音をキャンセルすることが可能である。

[0058] 以上の受信信号のレプリカ信号を生成する処理は、シングルキャリアの信号を正常に信号検出できることを前提としている。しかし、空間多重された信号を扱う場合は、複数の信号系列が混信した状態で受信されるため、信号分離をしなければ受信信号のレプリカ信号を生成することはできない。信号分離を行うためには、一般的には周波数成分ごとに異なる係数を用いて相互の信号系列間の干渉成分を抑圧する。例えばOFDM変調方式では、OFD

Mシンボル長の信号からガードインターバルを除去し、F F T (Fast Fourier Transform) により時間領域の信号から周波数領域の信号に変換する。このO F D Mシンボル長には、有効なデータ領域とシンボル間干渉を除去するためのガードインターバルが含まれており、ガードインターバル長は排除すべき遅延波の遅延時間相当の値を設定する。

[0059] このガードインターバルは、実際には受信信号処理 (F F T 処理) には用いずに廃棄するため、「有効なデータ領域の時間長」を「O F D Mシンボル長」で除算した値が信号伝送時の効率となる。この効率をある程度高い値に収めるため、O F D Mシンボル長は排除すべき遅延波の遅延時間の数倍程度の値を設定する必要がある、このO F D Mシンボル長内に発生する位相の揺らぎがF F Tした信号の周波数成分の直交性の破れにつながる。上述のシングルキャリア伝送時のトラッキング処理は、このO F D Mシンボル長よりも十分に短い時間スケールで位相の揺らぎを補償するのであるが、周波数領域での信号処理を行う場合にはO F D Mシンボル長の中で生じた位相雑音が累積し、無視できないレベルでの周波数成分の直交性の破れとなって現れる。

[0060] すなわち、従来のシングルキャリア伝送における位相雑音補償技術を適用するためには、空間多重伝送されて混信した信号の信号分離処理を事前に必要とするが、信号分離処理を行うためには受信信号のF F T処理を行い周波数領域において送受信ウエイトの乗算処理を行う必要がある。F F T処理を行うと周波数成分間の直交性が破れるため、F F Tを行う前には位相雑音補償を事前に行う必要があるが、位相雑音補償を行うためには空間多重された信号の信号分離が必要となる。この様に、従来技術においては空間多重伝送された信号に対しては、位相雑音補償が行うことができない。そのため、サブキャリア間干渉によりスループットが低下してしまうという問題があった。

[0061] 上記の説明では、位相雑音が複数の周波数成分の間の直交性を破り、例えばO F D M変調方式の場合を例にとれば、サブキャリアAの信号の成分がサブキャリアBに混信し、同様にサブキャリアBの信号がサブキャリアAに混

信する。このサブキャリア間干渉のため、トレーニング信号を用いて各サブキャリアのチャネル推定を行ったとしても、そのチャネル推定結果自体が位相雑音に伴い推定精度が劣化した状態になってしまっていた。したがって、一旦、時間領域の信号を周波数領域の信号に変換してしまうと、サブキャリア間干渉が確定した状態となってその後の補償が困難となっていた。

[0062] 一方、単純な正弦波を送信し、受信側でこれを受信してFFTを行った場合を考える。

位相雑音の影響がなければ、FFTにより送信した正弦波の周波数に相当する周波数成分のみに信号成分が現れ、残りの周波数成分には雑音成分を除けば値が存在しない。一方、位相雑音がある場合には、正弦波の周波数成分の周りにある程度の広がりを持って有意な値の信号成分が検出される。隣接サブキャリアへの信号の漏れこみは、一般的には周波数が離れるほどレベルは低下するため、着目する周波数成分の周りの一部のサブキャリアに信号成分が集中し、その他の成分はゼロと見做しても近似的に大きな差はない。そこで、着目するサブキャリアとその周辺のサブキャリアの信号成分を抜き出し、その他の値をゼロとしてこの信号に対してIFFT処理を施すと、位相雑音の比較的低周波成分に起因した位相の揺らぎは再現することができる。この特徴を利用し、上記の問題を解決する手法が提案されている。以下、その動作原理の説明を行う。

[0063] (本発明の背景技術の動作原理)

まず、OFDM変調方式の場合を例として説明する。ベースバンド信号において、第 k サブキャリアの周波数 f_k の正弦波の信号のみをトレーニング信号として無線周波数に変換して送信した際に、受信側において受信した信号をダウンコンバートしてベースバンド信号に変換し、これを時刻 t にサンプリングしたサンプリングデータを $\psi_k(t)$ とする。さらにガードインターバルを除去したOFDMシンボル1周期分のサンプリングデータ $\psi_k(t)$ をFFTすることで以下の式(2)のように周波数成分の信号に分離できるものとする。

[0064] [数2]

$$\Psi_k(t) = \sum_{k'=-N_{FFT}/2}^{+N_{FFT}/2} h_{k'} \alpha_{k'} e^{2\pi j f_{k'} t} \quad \dots (2)$$

[0065] ここで $h_{k'}$ は第 k' サブキャリアの伝達関数であり、 N_{FFT} は FFT のポイント数である。実際には有効サブキャリア数 K はガードバンドを考慮して FFT のポイント数 N_{FFT} よりも若干小さな値となるため、ガードバンド領域を信号伝送に用いることはないが、ここでは位相雑音の影響で隣接サブキャリアへの信号漏洩を考慮し、全帯域幅を対象に表記を行っている。また、 $\alpha_{k'}$ は第 k サブキャリアの周波数の正弦波信号が位相雑音の影響を受けて第 k' サブキャリアで受信される信号成分の係数である。すなわち伝達関数が 1 の場合において、受信信号の当該サブキャリアでの振幅と $t = 0$ での初期位相により規定される複素数の値である。サブキャリア間隔を Δf とし、第 k サブキャリアの前後 N_{PN} 本の周波数成分で位相雑音が近似可能だとすると、式 (2) は以下の式 (3) の様に表示することができる。

[0066] [数3]

$$\Psi_k(t) \approx \sum_{k'=-N_{PS}}^{N_{PS}} h_{k+k'} \alpha_{k+k'} e^{2\pi j (f_k + k' \Delta f) t} \quad \dots (3)$$

[0067] さらに、第 k サブキャリアの前後 N_{PN} 本の $\Delta f \times 2 N_{PN}$ 程度の範囲の周波数領域で伝達関数 h_k が概ね定数であると仮定すると、 $h_k \doteq h_{k+k'}$ により式 (3) は以下の式 (4) で記載できる。

[0068] [数4]

$$\Psi_k(t) \approx h_k \alpha_k e^{2\pi j f_k t} \sum_{k'=-N_{PS}}^{N_{PS}} \frac{\alpha_{k+k'}}{\alpha_k} e^{2\pi j k' \Delta f t} \quad \dots (4)$$

[0069] ここで、以下の式 (5) に関数 $\Phi_k(t)$ を定義する。

[0070]

[数5]

$$\Phi_k(t) = \left(\sum_{k'=-N_{PS}}^{N_{PS}} \frac{\alpha_{k+k'}}{\alpha_k} e^{2\pi j k' \Delta f t} \right)^{-1} \quad \dots (5)$$

[0071] すなわち、第kサブキャリアの正弦波信号を送信し、受信側で受信された信号をF F Tし、各周波数成分の係数を第kサブキャリアの成分の係数で除算した係数を第kサブキャリアの前後 N_{PN} まで取り出し、この係数を用いて式(5)で定義される各サンプリング時刻の関数 $\Phi_k(t)$ を求める。この関数を各時刻のサンプリングデータ $\Psi_k(t)$ に乗算して得られる変換されたサンプリングデータ $\Psi_k(t) \Phi_k(t)$ は以下の式(6)で与えられる。

[0072] [数6]

$$\Psi_k(t) \Phi_k(t) \approx h_k \alpha_k e^{2\pi j f_k t} \quad \dots (6)$$

[0073] すなわち、位相雑音により第kサブキャリアの信号が受信局側で第kサブキャリア以外の成分をもった信号に変換されて受信されているのに対し、この関数 $\Phi_k(t)$ が取得できれば、この関数を乗算することで位相雑音のない第kサブキャリアの信号成分のみの式(6)で表される正弦波信号に変換することができる。ここで、係数 $(\alpha_{k+k'} / \alpha_k)$ は第kサブキャリアの信号がサブキャリア k' だけ離れたサブキャリアに漏れ出すサブキャリア間干渉成分を表すが、位相雑音はローカル発振器で生じる位相の揺らぎに起因するので、入力するベースバンド信号の周波数 f_k が異なることによって隣接するサブキャリアへ漏れ出す程度が異なるとは考えにくい。したがって、係数 $(\alpha_{k+k'} / \alpha_k)$ も関数 $\Phi_k(t)$ もサブキャリア番号 k の値に依存しない特性を持ち、送信側が送信する正弦波のサブキャリアが帯域内の如何なるサブキャリアであっても、共通の関数 $\Phi_k(t)$ を取得可能であり、これにより位相雑音補償を行えることが期待される。この期待は、ここでは明記しないが別途行ったシミュレーションにより確認されている。なお、式(5)は係数 $(\alpha_{k+k'} / \alpha_k)$ に対するI F F Tの信号処理に相当するため、残りの周波数成分にゼロを挿

入して I F F T を行うことで求めることが可能である。

[0074] 図 25 に示す O F D M 信号の波形における 901 ~ 904 は、図 23 に示す O F D M 信号の波形と同様であり、905 は縮小された O F D M 信号の波形領域を表し、906 及び 907 はパイロット信号を表し、908 及び 909 は空きサブキャリアを表す。図 23 に示した O F D M 信号と異なり、有効帯域幅 W' よりも狭い縮小有効帯域幅 W'' の領域にユーザデータを含むサブキャリア 902 を制限し、有効帯域幅 W' と縮小有効帯域幅 W'' との間のサブキャリア 908 及び 909 を未使用の空きサブキャリアとし、一方で有効帯域幅 W' の両端のサブキャリアにパイロット信号 906 と 907 を配置する。このパイロット信号を用いて位相雑音補正用の関数 $\Phi_k(t)$ を取得する。すなわち中心周波数から $\pm W' / 2$ 内の有効帯域幅 W' を通信に用いるが、この両端のサブキャリアはパイロット信号 906、907 に割り当て、このサブキャリア番号を $\pm K / 2$ とする。K は有効帯域幅 W' 内のサブキャリア数である。さらにその内側の $\pm W' / 2$ と $\pm W'' / 2$ の間サブキャリア 908、909 の領域は空きサブキャリアとなり、ユーザデータ等を割り当てず、中心周波数から $\pm W'' / 2$ 内の領域に、ユーザデータ送信用の周波数領域を割り当てる。

[0075] 図 26 に、送信トレーニング信号とその受信波形の関係を示す。図 26 (A) は送信側の送信トレーニング信号を表し、図 26 (B) は受信側の受信波形を表す。図 26 において、906 は送信側におけるトレーニング信号を表し、903 及び 908 はトレーニング信号の周辺のサブキャリアを表し、911 は受信側におけるトレーニング信号を表し、912 及び 913 は漏洩したトレーニング信号を表す。例えば、中心周波数から $\pm W' / 2$ の両端のサブキャリア番号 $\pm K / 2$ に所定の信号を割り当て、 $\pm W' / 2$ から $\pm W'' / 2$ の領域のサブキャリアには信号の割り当てを行わないものとする。図 26 (A) に示すトレーニング信号 906 をサブキャリア $-K / 2$ とすると、図 25 においてサブキャリア 903 はガードバンド、サブキャリア 908 は空きサブキャリアに相当する。このサブキャリア 903 及びサブキャリア

908の領域には信号が割り当てられていない。これに対し、受信信号では漏洩したトレーニング信号912がサブキャリア903の領域に、漏洩したトレーニング信号913がサブキャリア908の領域に漏れ出している。また、トレーニング信号911も、送信信号のトレーニング信号906に対し、振幅の減衰と複素位相の回転が付与された状態となっている。

[0076] トレーニング信号もユーザデータを含むサブキャリアも同様に、送信された各サブキャリアの信号は、送受信局のローカル発振器の位相雑音の影響を受けて、図26の様に各サブキャリアの信号は隣接サブキャリアに漏洩するが、この漏洩の仕方は全サブキャリアで共通である。パイロット信号906も同様に隣接サブキャリアに漏洩するが、このパイロット信号の両サイドのサブキャリアに割り当てがないため、この空きサブキャリアを用いてパイロット信号からの漏洩の状況は認識可能である。

[0077] 図27に、送信信号と受信信号の波形の関係を示す。図27(A)は送信側の送信信号を表し、図27(B)は受信側の受信信号を表す。図27において、902は個別のサブキャリアの信号を表し、905は縮小されたOFDM信号の波形領域を表し、906及び907はパイロット信号を表し、911及び915は受信側におけるトレーニング信号を表し、914及び916はパイロット信号からの漏洩信号の波形を表し、917及び918は図26に対応する領域を表し、919は受信側における個別のサブキャリアの信号を表し、920は個別のサブキャリア及び個別のサブキャリアからの漏洩信号の波形を表す。

[0078] 例えば $\pm W' / 2$ と $\pm W'' / 2$ の間に $2N_{PN}$ 本の空きサブキャリアがあったとすると、その半分のサブキャリアのうちの中心周波数側の N_{PN} 本の空きサブキャリアはユーザデータの伝送に用いる有効サブキャリアからの漏洩の影響（ユーザデータを含むサブキャリア及びその漏洩信号920に相当）を強く受けるが、残りの外側の N_{PN} 本の空きサブキャリアで検出される信号は両端のパイロット信号からの漏洩（パイロット信号からの漏洩信号の波形914及び916）を強く受けていると見做すことができる。したがって、

ガードバンドも含め、領域 917 及び 918 は図 26 の様に両端のパイロット信号とその両側各 N_{PN} 本の空きサブキャリアで検出される信号成分をパイロット信号からの漏洩成分と見做し、パイロット信号のサブキャリア番号を k （ここでは $k = +K/2$ または $k = -K/2$ ）、FFT で得られた第 $(k + k')$ サブキャリアの係数を $\beta_{k+k'}$ とした際の係数 $\beta_{k+k'} / \beta_k$ を算出する。ここで「ガードバンドも含め」との記述の意味は、式 (2) では有効な信号が割り当てられるサブキャリア番号が $-K/2 \sim +K/2$ （中心周波数は除く）に対して、この範囲を超えるガードバンド領域の FFT の結果も有効に活用する。

[0079] また、この係数 β_k は伝達関数 h_k と上述の係数 α_k が乗算された係数として検出されるため、係数 $\beta_{k+k'} / \beta_k$ の演算においては伝達関数 $h_{k+k'}$ と伝達関数 h_k は分母、分子の間でキャンセルされ、伝達関数に依存しない係数 $\alpha_{k+k'} / \alpha_k$ に一致する。したがって、このパイロット信号とこれに隣接する合計 $(2N_{PN} + 1)$ 本のサブキャリアに対する FFT からの出力情報により、式 (5) の関数 $\Phi_k(t)$ を求めることが可能である。厳密には、帯域の両端の第 $(+K/2)$ サブキャリアと第 $(-K/2)$ サブキャリアに関する二つの関数 $\Phi_{K/2}(t)$ と $\Phi_{-K/2}(t)$ が求まるが、それぞれが同一の値であることが期待されるため、これらの平均値 $\{\Phi_{K/2}(t) + \Phi_{-K/2}(t)\} / 2$ を関数 $\Phi_k(t)$ とすることで関数の精度を向上させることが可能である。

[0080] また、以上の処理と実質的に等価であるが、以下の手順により対応することも可能である。上記の式 (3) の $h_{k+k'} / \alpha_{k+k'}$ は以上説明したように $\beta_{k+k'} / \alpha_{k+k'}$ と等価であるので、取得した係数 $\beta_{k+k'}$ を元に、 $k - N_{PS}$ から $k + N_{PS}$ 以外の成分にゼロを挿入し、これを IFFT 処理することにより式 (3) の $\Psi_k(t)$ を再生することは可能である。

[0081] [数7]

$$\Psi_k(t) \approx \sum_{k'=-N_{PS}}^{N_{PS}} \beta_{k+k'} e^{2\pi j(f_k + k'\Delta f)t} \quad \dots (7)$$

[0082] この $\Psi_k(t)$ に $(1/\beta_k) \times \exp\{-2\pi j f_k t\}$ を乗算すると、式(5)の逆数に相当する $\Phi_k(t)^{-1}$ を得ることが出来る。

[0083] [数8]

$$\Phi_k(t)^{-1} = \Psi_k(t) \times \frac{1}{\beta_k} e^{-2\pi j f_k t} \quad \dots (8)$$

[0084] なお、式(5)にしても式(7)にしても時間とともに振幅成分の変動を伴うが、この振幅変動を無視して位相成分のみに着目し、 $\Phi_k(t)$ を $\Phi_k(t)/|\Phi_k(t)|$ で置き換えて位相変動のみを補償する処理としても、概ね同等の効果を得ることが出来る。

[0085] この様にして求めた関数 $\Phi_k(t)$ を、実際の1 OFDMシンボル分のサンプリングデータ（ガードインターバルは除く）に乗算すると、位相雑音を含む OFDM信号を構成する各サブキャリアの受信信号は個別に位相雑音補償がなされることになり、結果的に全てのサブキャリアのサブキャリア間干渉を排除することができる。この様にサブキャリア間干渉を一旦補償した後に、この信号をFFTすることでサブキャリア間干渉のない周波数領域の信号を抽出することができる。

[0086] なお、ユーザデータを収容したペイロード領域の無線信号に先行して、チャネル推定用のトレーニング信号を送信する場合にも、このパイロット信号に関する処理は同様に必要である。すなわち、プリアンプル信号を含む全ての OFDMシンボルにおいて、上述のシンボル単位での位相雑音補償処理（※注意：位相雑音補償処理の中にもFFT処理が組み込まれている）を信号検出処理のためのFFT処理に先行して行い、位相雑音補償がなされ変換されたサンプリング信号に対してFFTとそれ以降の通常の信号検出処理を実施する。

先行技術文献

非特許文献

[0087] 非特許文献1：太田 厚、白戸 裕史、黒崎 聰、丸田 一輝、新井 拓人、

岩國 辰彦、田中 健、飯塚 正孝，「時間軸ビームフォーミングを用いた列車ムービングセルへの無線バックホール構築技術」，信学技報，vol.115，no.369，RCS2015-272，pp.169-174，2015年12月．

非特許文献2：太田 厚、丸田 一輝、白戸 裕史、黒崎 聡、田中 健、飯塚 正孝，「ミリ波帯大規模アンテナシステムにおけるデジタルアシスト型アナログビームフォーミング～基本コンセプトの提案～」，信学技報，vol.116，no.383，RCS2016-232，pp.135-140，2016年12月．

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0088] 上述の説明では、第 k サブキャリアの前後 N_{PN} 本の $\Delta f \times 2 N_{PN}$ 程度の範囲の周波数領域で伝達関数 h_k が概ね定数であると仮定して説明してきたが、厳密には以下の様な振る舞いに注意する必要がある。

[0089] 例えば、第 k サブキャリアの前後 N_{PN} 本の $\Delta f \times 2 N_{PN}$ 程度の範囲の周波数領域に着目した場合、その両端の周波数成分 f_{k-NPN} と f_{k+NPN} とでは波長は光速 c ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$) に対し c/f_{k-NPN} と c/f_{k+NPN} となるように異なっている。送受信局間の距離が L であるとすれば、各波長で距離 L を伝搬する間に、複素位相回転量はそれぞれ $2\pi \times L \times f_{k-NPN}/c$ と $2\pi \times L \times f_{k+NPN}/c$ となり、その差分は $4\pi \times L \times \Delta f \times N_{PN}/C$ となる。この値が十分に小さければ上述の近似は成り立つが、一定レベルの値となる場合には上記の近似が破れることになる。

[0090] ここで、完全に直接波のみの1波モデルを仮定すれば、周波数 f_k の第 k サブキャリアの複素位相は距離 L の地点で $L \times f_k/c$ で与えられるように、複素位相は単純に周波数に比例して回転する。横向きに周波数、縦向きに複素位相回転量を取り複素位相回転量の周波数依存性のグラフを書けば、単調な1次関数で表すことができ、この単調性故にこの複素位相回転は通常の無線信号処理においては周波数選択性歪としての特性劣化の影響を与えるものではないが、このような直接波のみのフラットなチャネルであっても、上述の位相雑音補償においてはこの複素位相回転は無視できない場合がある。

ここで、中心周波数 f_c で帯域幅を W とした時に、最も波長が短い $f_c + W/2$ での複素位相回転量 $2\pi \times L \times (f_c + W/2) / c$ と最も波長が長い $f_c + W/2$ での複素位相回転量 $2\pi \times L \times (f_c - W/2) / c$ との差分は $2\pi \times L \times W / c$ となる。ここで、 $N_p = L \times W / c$ と定義する。

[0091] 次に、この様な周波数特性をもつチャネルに対し逆フーリエ変換した時間領域の応答を考える。FFT ポイント数を N_{FFT} とし、各サブキャリアのチャネル応答が以下の式 (9) で与えられるチャネルを仮定する。

[0092] [数9]

$$h_k = e^{-2\pi j \times \frac{LW}{c} \times \frac{k}{N_{FFT}}} = e^{-2\pi j \times \frac{N_p}{N_{FFT}} \times k} \quad \dots (9)$$

[0093] このチャネルを IFFT して得られる時間波形は、 $\Delta T = 1/W$ で与えられるクロック間隔に対し、 N_p サンプル遅延した時間成分にだけ値があり、他の時間成分の値がゼロとなる。典型的な例として、 $N_p = 0$ となる全周波数成分において定数となるチャネルのフーリエ逆変換はデルタ関数的に先行波成分のみに値があり、残りの成分はゼロとなる。この数学的な特徴の意味するところは、この様な直線的な複素位相回転を伴うチャネルの振る舞いは、時間領域において N_p サンプル分の遅延として様々な現象が現れることになる。

[0094] 結論を言えば、全帯域で $2\pi \times N_p$ の複素位相回転が生じるチャネルの位相雑音補償を、あくまでも定数（複素位相回転無）で近似して処理を行った場合、推定される位相雑音のレプリカ信号は N_p サンプル遅延した波形として求められる。位相雑音の時間変動が緩やかであれば、この N_p サンプルの遅延は実際の位相雑音の時間変動の波形から大きな乖離となって現れないが、位相雑音の時間変動が比較的急峻で N_p サンプルの遅延の間に無視できない位相変動が生じている場合には、この補正を行わなければ適切な位相雑音による位相のシフトが補償できず、結果的に十分な位相雑音補償効果が得られない可能性がある。このような場合、サブキャリア間干渉によってスループットが低下してしまうという問題があった。

[0095] 上記事情に鑑み、本発明は、ミリ波等の高周波数帯を用いた無線伝送にお

いて、サブキャリア間干渉によるスループットの低下を抑制することができる技術の提供を目的としている。

課題を解決するための手段

[0096] 本発明の一態様は、第1の無線通信装置と第2の無線通信装置とを備える無線通信システムにおける無線通信装置であって、前記第1の無線通信装置は、有効帯域幅内の所定の周波数領域を空き領域とし、前記有効帯域幅内の該空き領域を除く領域ないしはその一部において、伝送すべき情報を含む送信信号を生成する送信信号生成手段と、前記有効帯域幅内の所定の周波数成分に対し、少なくとも隣接する周波数成分において有効な信号成分を伴わないパイロット信号を生成及び前記送信信号生成手段により生成した送信信号に付与するパイロット信号付与手段と、前記パイロット信号付与手段により生成された前記パイロット信号を含む送信信号を無線周波数で送信する送信手段と、を備え、前記第2の無線通信装置は、前記無線周波数の信号を受信する受信手段と、該受信手段で受信した信号ないしは該信号を周波数変換した信号に対し、時間領域のサンプリング信号から周波数領域の信号に変換する時間／周波数信号変換手段と、該第2の無線通信装置と前記第1の無線通信装置との間の距離の概算値 L' を設定する手段と、該距離の概算値 L' と有効帯域幅 W と光速 c と前記時間／周波数変換手段のFFTポイント数 N_{FFT} と周波数成分の番号 k に対し、以下の式(10)で与えられる係数 γ_k を算出する手段と、前記時間／周波数信号変換手段からの出力において、前記パイロット信号の周波数成分と、該パイロット信号の少なくとも隣接する周波数成分を含む複数の周辺の周波数成分とを含む周波数領域の信号を抽出し、抽出された信号の周波数成分ごとの係数と前記係数 γ_k とを基に位相雑音のレプリカを生成する位相雑音レプリカ生成手段と、該位相雑音のレプリカと、前記時間領域のサンプリング信号ないしは前記時間領域のサンプリング信号に基づいて修正されたサンプリング信号とを用いて位相雑音補償がなされたサンプリング信号を生成する位相雑音補償手段と、該位相雑音補償手段からの出力信号を基に、前記第1の無線通信装置より伝送されるデータを再生する

データ再生手段と、を備えたことを特徴とする無線通信装置である。

[0097] 本発明の一態様は、上記の無線通信装置であって、前記パイロット信号付与手段は、前記有効帯域幅の両端またはその一方の周波数成分に対してパイロット信号用のサブキャリアを割り当て、隣接するサブキャリアを含む周辺のサブキャリアを空きサブキャリアとする。

[0098] 本発明の一態様は、上記の無線通信装置であって、前記パイロット信号付与手段は、所定の周波数の正弦波信号ないしは複数の所定の周波数の正弦波信号の合成信号の1周期またはその整数倍の長さのサンプリングデータを記憶するメモリと、該メモリから当該サンプリングデータを所定の間隔で繰り返し読み出すことによって、連続的な前記パイロット信号の時間領域信号を出力するパイロット信号出力手段と、をさらに備える。

[0099] 本発明の一態様は、上記の無線通信装置であって、前記位相雑音レプリカ生成手段は、1以上の正の整数 N_{PN} 及び $-N_{PN} \leq k' \leq N_{PN}$ となる整数 k' に対し、前記時間／周波数信号変換手段により取得される第 k 周波数成分の前記パイロット信号の係数 β_k 及び第 $(k + k')$ 周波数成分の係数 $\beta_{k+k'}$ を基に、時刻 t のサンプリングデータを上記の式(5)ないしはこの逆数で与えられるサンプリングデータを位相雑音のレプリカとして生成する。

[0100] 本発明の一態様は、上記の無線通信装置であって、前記位相雑音レプリカ生成手段は、1以上の正の整数 N_{PN} 及び $-N_{PN} \leq k' \leq N_{PN}$ となる整数 k' に対し、前記時間／周波数信号変換手段により取得される第 k 周波数成分の前記パイロット信号の係数 β_k 及び第 $(k + k')$ 周波数成分の係数 $\beta_{k+k'}$ を基に、時刻 t のサンプリングデータを以下の式(8)及び式(12)ないしは式(8)の逆数で与えられるサンプリングデータを位相雑音のレプリカとして生成する。

[0101] 本発明の一態様は、上記の無線通信装置であって、前記位相雑音補償手段は、前記パイロット信号及び該パイロット信号の周辺の所定の周波数成分を受信信号から除去する除去手段をさらに備える。

[0102] 本発明の一態様は、第1の無線通信装置と第2の無線通信装置とを備える

無線通信システムにおける無線通信装置が行う無線通信方法であって、前記第1の無線通信装置が、有効帯域幅内の所定の周波数領域を空き領域とし、前記有効帯域幅内の該空き領域を除く領域ないしはその一部において、伝送すべき情報を含む送信信号を生成する送信信号生成ステップと、前記第1の無線通信装置が、前記有効帯域幅内の所定の周波数成分に対し、少なくとも隣接する周波数成分において有効な信号成分を伴わないパイロット信号を生成及び前記送信信号生成ステップにより生成した送信信号に付与するパイロット信号付与ステップと、前記第1の無線通信装置が、前記パイロット信号付与ステップにより生成された前記パイロット信号を含む送信信号を無線周波数で送信する送信ステップと、前記第2の無線通信装置が、前記無線周波数の信号を受信する受信ステップと、前記第2の無線通信装置が、該受信ステップにおいて受信した信号ないしは該信号を周波数変換した信号に対し、時間領域のサンプリング信号から周波数領域の信号に変換する時間／周波数信号変換ステップと、前記第2の無線通信装置が、該第2の無線通信装置と前記第1の無線通信装置との間の距離の概算値 L' を設定する設定ステップと、前記第2の無線通信装置が、該距離の概算値 L' と有効帯域幅 W と光速 c と前記時間／周波数変換手段のFFTポイント数 N_{FFT} と周波数成分の番号 k に対し、以下の式(10)で与えられる係数 γ_k を算出する算出ステップと、前記第2の無線通信装置が、前記時間／周波数信号変換ステップにおける出力において、前記パイロット信号の周波数成分と、該パイロット信号の少なくとも隣接する周波数成分を含む複数の周辺の周波数成分とを含む周波数領域の信号を抽出し、抽出された信号の周波数成分ごとの係数と前記係数 γ_k とを基に位相雑音のレプリカを生成する位相雑音レプリカ生成ステップと、前記第2の無線通信装置が、該位相雑音のレプリカと、前記時間領域のサンプリング信号ないしは前記時間領域のサンプリング信号に基づいて修正されたサンプリング信号とを用いて位相雑音補償がなされたサンプリング信号を生成する位相雑音補償ステップと、前記第2の無線通信装置が、該位相雑音補償ステップにおける出力信号を基に、前記第1の無線通信装置より伝送さ

れるデータを再生するデータ再生ステップと、を有することを特徴とする無線通信方法である。

発明の効果

[0103] 本発明により、ミリ波等の高周波数帯を用いた無線伝送において、位相雑音に起因したサブキャリア間干渉によるスループットの低下を抑制することが可能となる。また、さらに、二つの無線局装置間の距離が比較的遠い場合でも、距離に起因したチャネルの周波数依存性の影響を回避し、位相雑音の補償を行うことが可能となる。

図面の簡単な説明

[0104] [図1]第1の実施形態における無線局装置の回路構成を示す図である。

[図2]第1の実施形態における無線局装置の送信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図3]第1の実施形態における無線局装置の受信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図4]第1の実施形態における拡張FFT回路の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図5]第1の実施形態における拡張FFT回路の構成の別例を示す概略ブロック図である。

[図6]第2の実施形態における無線局装置の送信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図7]第2の実施形態における無線局装置の受信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図8]第3の実施形態における無線局装置の送信部の構成の一例を示す概略ブロック図を示す図である。

[図9]第3の実施形態における無線局装置の受信部の構成の一例を示す概略ブロック図を示す図である。

[図10]第4の実施形態における拡張FFT回路の構成を示す図である。

[図11]第4の実施形態における拡張FFT回路の構成の別例を示す概略ブロッ

ック図である。

[図12]第5の実施形態におけるシングルキャリア補償回路の構成例を示す図である。

[図13]第5の実施形態におけるシングルキャリア補償回路の別の構成例を示す図である。

[図14]第5の実施形態におけるシングルキャリア伝送時の送信部の構成の一例を示す概略ブロック図を示す図である。

[図15]第5の実施形態におけるシングルキャリア伝送時の受信部の構成の一例を示す概略ブロック図を示す図である。

[図16]第6の実施形態における対向する無線局装置の概要を示す図である。

[図17]従来の無線局装置の回路構成を示す図である。

[図18]無線局装置における送信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図19]無線局装置における受信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図20]非特許文献1における無線局装置の送信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図21]非特許文献1における無線局装置の受信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図22]非特許文献2における無線局装置の送信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図23]従来技術におけるOFDM信号の波形の具体例を示す図である。

[図24]非特許文献2における無線局装置の受信部の構成の一例を示す概略ブロック図である。

[図25]従来技術におけるOFDM信号の波形の具体例を示す図である。

[図26]従来技術における送信トレーニング信号とその受信波形の関係を示す図である。

[図27]従来技術における送信信号と受信信号の波形の関係を示す図である。

発明を実施するための形態

[0105] 以下の説明では、本発明の背景となる関連発明の処理を引用して説明を行う。

[本発明の基本原理]

上記の課題の根本的な原因は、位相雑音の推定に用いるチャネル情報に、距離に比例した位相回転の項が含まれていたためである。例えば、二つの無線局装置の距離の概算値を L' とすると、距離に比例した位相回転量のキャンセルは以下の式(10)で示すサブキャリア番号 k に対する係数 γ_k で行うことができる。

[0106] [数10]

$$\gamma_k = e^{2\pi j \times \frac{L'W}{c} \times \frac{k}{N_{FFT}}} \quad \dots (10)$$

[0107] ここで、サブキャリア番号の k は中心周波数をゼロとみなしても良いし、周波数最小のサブキャリアを $k=1$ としても良い。いずれの場合でも、全てのサブキャリアに所定の係数が乗算されるだけであるので、周波数の低い方から高い方に向けて、1ずつ加算される形でサブキャリア番号が割り振られていれば構わない。この様にすることで、サブキャリア毎に距離に比例した位相回転が加わる影響は、実際の距離 L の代わりに推定された距離 L' の誤差の値、すなわち $\delta L = (L - L')$ の程度に誤差を抑えることができる。一例として、 $L = 100$ [m]、 $\delta L = 3$ [m]、 $W = 1$ [GHz]とすると、元々の位相回転の $N_p (= L \times W / c)$ は333程度であり333サンプルのタイムラグは無視できないが、上記の補正を行った場合には、帯域幅の中で残留する位相回転量は $2\pi \times (L - L') \times W / c$ であり、これを N_p' とすると N_p' は10程度となる。10サンプル程度であれば位相雑音による位相のシフト量は誤差程度であると予想されるため、上述の課題は概ね解決できたことになる。

[0108] なお、この距離の測定はレーザポインタ型の距離測定の装置を利用して直

接測定しても良いし、設置場所の情報を基に計算で算出しても構わない。いずれにしても、数%程度の誤差で距離を求めることができれば、位相雑音のレプリカのタイムラグは大幅に修正されることになる。

この様にして求めた係数は、例えば式（５）を以下の式（１１）のように置き換えることで活用できる。

[0109] [数11]

$$\Phi_k(t) = \left(\sum_{k'=-N_{PS}}^{N_{PS}} \frac{\alpha_{k+k'}}{\alpha_k} \times \gamma_{k+k'} e^{2\pi j k' \Delta f t} \right)^{-1} \dots (11)$$

[0110] ないしは、式（７）を以下の式（１２）のように置き換えることでも活用できる。

[0111] [数12]

$$\Psi_k(t) \approx \sum_{k'=-N_{PS}}^{N_{PS}} \beta_{k+k'} \times \gamma_{k+k'} e^{2\pi j (f_k + k' \Delta f) t} \dots (12)$$

[0112] 本発明では、受信側の無線局装置において、上記のように距離に比例した位相回転量をキャンセルするように、係数 γ_k を算出する。そして、受信側の無線局装置は、算出した係数 γ_k と、信号の周波数成分ごとの係数とを用いて位相雑音のレプリカ信号を生成し、生成した位相雑音のレプリカ信号を用いて位相回転量をキャンセルする。このような処理を行うことによって上述した課題を解決する。

[0113] 以下に各実施形態における回路構成の特徴について、図を用いて説明する。また、ここでは代表的な例としてOFDM変調方式を例として説明するが、その他のシングルキャリア伝送の場合でも拡張は可能であり、この点は後述する。また、本明細書では時間領域の送信ウェイト及び受信ウェイトのことを時間軸送信ウェイト、時間軸受信ウェイトとも表現しているが、これらは「時間軸」と「時間領域」は同一の意味である。

[0114] [第１の実施形態]

以下に、回路構成に関する図を中心に用いて本発明の第１の実施形態について説明を行う。

(第１の実施形態における回路構成)

図１は、第１の実施形態における無線局装置７０の回路構成を示す図である。図１に示すように、無線局装置７０は、送信部７１、受信部７５、インタフェース回路６７、ＭＡＣ（Medium Access Control）層処理回路６８、及び通信制御回路５１を備えている。

無線局装置７０は、インタフェース回路６７を介して、外部機器ないしはネットワークとのデータの入出力を行う。インタフェース回路６７は、入力されるデータのうち、無線回線上で転送すべきデータを検出し、検出したデータをＭＡＣ層処理回路６８に出力する。ＭＡＣ層処理回路６８は、無線局装置７０全体の動作の管理制御を行う通信制御回路５１の指示に従い、ＭＡＣ層に関する処理を行う。ＭＩＭＯ伝送では、一つの無線局装置７０宛に信号を空間多重して送信するため、複数系統の信号系列がＭＡＣ層処理回路６８から送信部７１に出力される。

[0115] 図２は、第１の実施形態における無線局装置７０の送信部７１の構成の一例を示す概略ブロック図である。図２に示すように、送信部７１は、送信信号処理回路３１１－１～３１１－ N_{SDM} と、加算合成回路８１２－１～８１２－ N_{Ant} と、ＩＦＦＴ＆ＧＩ付与回路８１３－１～８１３－ N_{Ant} と、Ｄ／Ａ変換器８１４－１～８１４－ N_{Ant} と、ローカル発振器８１５と、ミキサ８１６－１～８１６－ N_{Ant} と、フィルタ８１７－１～８１７－ N_{Ant} と、ハイパワーアンプ８１８－１～８１８－ N_{Ant} と、アンテナ素子８１９－１～８１９－ N_{Ant} と、加算器３２０－１～３２０－ N_{Ant} と、パイロット信号記憶回路３２１と、送信ウエイト処理部８４０とを備えている。送信信号処理回路３１１－１～３１１－ N_{SDM} と、送信ウエイト処理部８４０とは、通信制御回路５１に接続されている。

[0116] 送信ウエイト処理部８４０は、チャネル情報取得回路８４１と、チャネル情報記憶回路８４２と、送信ウエイト算出回路８４３とを備えている。ここ

で、図2における送信信号処理回路311-1～311- N_{SDM} の添え字の N_{SDM} は、同時に空間多重を行う多重数を表す。 N_{SDM} が、同時に空間多重を行う多重数であることは以下の実施形態においても同様である。また、加算合成回路812-1～812- N_{Ant} からアンテナ素子819-1～819- N_{Ant} までの回路の添え字の N_{Ant} は、無線局装置70が備えるアンテナ素子数を表す。 N_{Ant} が、無線局装置70が備えるアンテナ素子数であることは以下の実施形態においても同様である。

[0117] ここで、送信信号処理回路311-1～311- N_{SDM} は、図23に示す有効帯域幅 W' のOFDM信号を生成する送信信号処理回路と、図25の縮小有効帯域幅 W'' のOFDM信号を生成する点が異なり、その他の機能は同一である。また、送信信号処理回路311-1～311- N_{SDM} は、縮小有効帯域幅 W'' の信号処理を行うため、送信ウエイト処理部840から入力される送信ウエイトは、割り当てのあるサブキャリアに関してのみである。

[0118] 背景技術では、一つの無線局装置70が他の無線局装置70宛に信号を空間多重して送信するため、複数系統の信号系列がMAC層処理回路68から送信部71に入力され、入力された複数系統の信号系列が送信信号処理回路311-1～311- N_{SDM} に入力される。送信信号処理回路311-1～311- N_{SDM} は、宛先の無線局装置70に送信すべきデータ（データ入力#1～# N_{SDM} ）がMAC層処理回路68から無線回線で送信するデータ（無線パケット）が入力されると、これに対して変調処理を行う。ここで、例えばOFDM変調方式を用いるのであれば、図25に示す縮小有効帯域幅 W'' 内において、各信号系列の信号はサブキャリアごとに変調処理が行われる。更に、送信信号処理回路311-1～311- N_{SDM} は、変調処理がなされたベースバンド信号にサブキャリアごと送信ウエイトを乗算する。

[0119] 各アンテナ素子819-1～819- N_{Ant} に対応した送信ウエイトが乗算された信号は、必要に応じて残りの信号処理が施され、ベースバンドにおける送信信号の周波数領域の信号として各送信信号処理回路311-1～311- N_{SDM} から加算合成回路812-1～812- N_{Ant} に入力される。加算

合成回路 812-1 ~ 812- N_{Ant} に入力された信号は、サブキャリアごとに合成される。合成された信号は、IFFT&G 付与回路 813-1 ~ 813- N_{Ant} にて周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換され、更にガードインターバルの挿入や OFDM シンボル間（SC-FDE であればブロック伝送のブロック間）の波形整形等の処理が行われる。パイロット信号記憶回路 321 からはパイロット信号のサンプリングデータが出力され、IFFT&G 付与回路 813-1 ~ 813- N_{Ant} からの出力信号と加算器 320-1 ~ 320- N_{Ant} で加算される。パイロット信号記憶回路 321 からは、パイロット信号のそれぞれの正弦波波形が連続する形で、サンプリングデータが繰り返し出力される。加算器で加算された信号は、アンテナ素子 819-1 ~ 819- N_{Ant} の系統ごとに、D/A 変換器 814-1 ~ 814- N_{Ant} でデジタル・サンプリング・データからベースバンドのアナログ信号に変換される。更に、各アナログ信号は、ローカル発振器 815 から入力される局部発振信号と、ミキサ 816-1 ~ 816- N_{Ant} で乗算され、無線周波数の信号にアップコンバートされる。ここで、アップコンバートされた信号には、送信すべきチャネルの帯域外の領域に信号が含まれるため、フィルタ 817-1 ~ 817- N_{Ant} で帯域外の信号を除去し、送信すべき信号を生成する。生成された信号は、ハイパワーアンプ 818-1 ~ 818- N_{Ant} で増幅され、アンテナ素子 819-1 ~ 819- N_{Ant} より送信される。

[0120] なお、図 2 では、各サブキャリアの信号の加算合成を加算合成回路 812-1 ~ 812- N_{Ant} で実施した後に、IFFT 処理、ガードインターバルの挿入、波形整形等の処理を行っているが、送信信号処理回路 311-1 ~ 311- N_{SDM} にてこれらの処理を行い、IFFT された時間軸上のサンプリング信号を加算合成回路 812-1 ~ 812- N_{Ant} で合成することとして、IFFT&G 付与回路 813-1 ~ 813- N_{Ant} を省略する構成（厳密には、送信信号処理回路 311-1 ~ 311- N_{SDM} にこれらを含める）としてもよい。この場合、送信信号処理回路 311-1 ~ 311- N_{SDM} における送信ウエイト乗算後の必要に応じた残りの信号処理とは、IFFT 処理、ガード

インターバルの挿入、波形整形等の処理を指す。

[0121] また、送信信号処理回路 $311-1 \sim 311-N_{SDM}$ で乗算される送信ウエイトは、信号送信処理時に、送信ウエイト処理部 840 に備えられている送信ウエイト算出回路 843 より取得する。送信ウエイト処理部 840 では、チャンネル情報取得回路 841 において、受信部 75 にて取得されたチャンネル情報を通信制御回路 51 経由で別途取得しておき、これを逐次更新しながら、チャンネル情報記憶回路 842 に記憶する。信号の送信時には通信制御回路 51 からの指示に従い、送信ウエイト算出回路 843 は、宛先局に対応したチャンネル情報をチャンネル情報記憶回路 842 から読み出し、読み出したチャンネル情報を基に送信ウエイトを算出する。送信ウエイト算出回路 843 は、算出した送信ウエイトを送信信号処理回路 $311-1 \sim 311-N_{SDM}$ に出力する。通信制御回路 51 は、無線局装置が基地局である場合には、複数の端末局装置と通信することになるため、宛先局がどの端末局装置であるかを管理する。

[0122] なお、送信信号処理回路 $311-1 \sim 311-N_{SDM}$ から出力される N_{SDM} 系統の信号は加算合成回路 $812-1 \sim 812-N_{Ant}$ にて合成され、後続する D/A 変換器 $814-1 \sim 814-N_{Ant}$ からアンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ までを共用するが、加算合成回路 $812-1 \sim 812-N_{Ant}$ にて合成することなく個別に後続する D/A 変換器 $814-1 \sim 814-N_{Ant}$ からアンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ までを実装し、それぞれにおいてアンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ によりサブアレーを構成しても良い。さらにこの場合、送信ウエイトの算出において、無線局装置 70 と無線局装置 70 の送信部 71 及び受信部 75 におけるアレーアンテナないしはサブアレーとの間で、第 1 特異値に対応する仮想的伝送路を利用することも可能である。この第 1 特異値に対応する仮想的伝送路を活用する場合のチャンネル推定の方法及び送受信ウエイトの算出方法には幾つかのバリエーションがある。例えば、無線局装置 70 から別の無線局装置 70 のアンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ に向けての各チャンネル行列に対し、特異値分解した際

の第1右特異ベクトルを送信ウエイトベクトルに用いても良い。この場合、送信ウエイト算出回路843はこの第1右特異ベクトルを算出する機能を有することになる。ないしは、この様な特異ベクトルの近似解を取得する様々な手法を用いても構わない。

[0123] 例えば、無線局装置70から別の無線局装置70のアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} に向けての各チャネル行列に対し、特異値分解した際の第1右特異ベクトルを送信ウエイトベクトルに用いても良い。この場合、送信ウエイト算出回路843はこの第1右特異ベクトルを算出する機能を有することになる。ないしは、この様な特異ベクトルの近似解を取得する様々な手法を用いても構わない。

[0124] また、以上の説明では有効帯域幅の両端のパイロット信号の付与をIFFT&GI付与回路813-1~813- N_{Ant} とD/A変換器814-1~814- N_{Ant} の間の加算器320-1~320- N_{Ant} にて行っているが、送信信号処理回路311-1~311- N_{SDM} 内において、有効帯域幅の両端のサブキャリアにパイロット信号を割り当てた信号を生成し、これに対し送信ウエイトの乗算を行うなどの所定の信号処理を実施する構成としても良い。この場合、加算器320-1~320- N_{Ant} とパイロット信号記憶回路321は不要となり、それと等価な処理が送信信号処理回路311-1~311- N_{SDM} 内にて行われることになる。

[0125] 次に、図3は、第1の実施形態における無線局装置70の受信部75の構成の一例を示す概略ブロック図である。図3に示すように、受信部75は、アンテナ素子851-1~851- N_{Ant} と、ローノイズアンプ(LNA)852-1~852- N_{Ant} と、ローカル発振器853と、ミキサ854-1~854- N_{Ant} と、フィルタ855-1~855- N_{Ant} と、A/D(アナログ/デジタル)変換器856-1~856- N_{Ant} と、拡張FFT回路357-1~357- N_{Ant} と、受信信号処理回路345-1~345- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部844とを備えている。受信信号処理回路345-1~345- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部844とは、図1において示した通信

制御回路 51 に接続されている。受信ウエイト処理部 844 は、チャンネル情報推定回路 846 と、受信ウエイト算出回路 847 とを備えている。

[0126] まず、アンテナ素子 $851-1 \sim 851-N_{Ant}$ で受信した信号は、ローノイズアンプ $852-1 \sim 852-N_{Ant}$ で増幅される。増幅された信号とローカル発振器 853 から出力される局部発振信号とがミキサ $854-1 \sim 854-N_{Ant}$ で乗算され、増幅された信号は無線周波数の信号からベースバンドの信号にダウンコンバートされる。ダウンコンバートされた信号には、受信すべき周波数帯域外の信号も含まれるため、フィルタ $855-1 \sim 855-N_{Ant}$ で帯域外成分を除去する。帯域外成分が除去された信号は、A/D変換器 $856-1 \sim 856-N_{Ant}$ でデジタルベースバンド信号に変換される。例えば OFDM を用いる場合には、デジタルベースバンド信号は拡張 FFT 回路 $357-1 \sim 357-N_{Ant}$ に入力され、拡張 FFT 回路 $357-1 \sim 357-N_{Ant}$ では後述する位相雑音補償処理を実施すると共に、ここでは記載を省略したタイミング検出用の回路で判定した所定のシンボルタイミングで時間軸上の信号を周波数軸上の信号に変換（各サブキャリアの信号に分離）する。この各サブキャリアに分離された信号は、受信信号処理回路 $345-1 \sim 345-N_{SDM}$ に入力されるとともに、チャンネル情報推定回路 846 にも入力される。

[0127] チャンネル情報推定回路 846 では、各サブキャリアに分離されたチャンネル推定用の既知の信号（無線パケットの先頭に付与されるプリアンブル信号等）を基に送信局側のアンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ と受信局側のアンテナ素子 $851-1 \sim 851-N_{Ant}$ との間のチャンネル情報のチャンネルベクトルをサブキャリアごとに推定し、その推定結果を受信ウエイト算出回路 847 に出力する。受信ウエイト算出回路 847 では、入力されたチャンネル情報を基に乗算すべき受信ウエイトをサブキャリアごとに算出する。

[0128] この受信ウエイトに関しては、例えば前述の様に、ZF 型の擬似逆行列を利用したり、MMSE 型の受信ウエイト行列を利用したりする。この際、各アンテナ素子 $851-1 \sim 851-N_{Ant}$ で受信された信号を合成するための

受信ウエイトベクトルは、信号系列ごとに異なり、上述のZF型の擬似逆行列ないしはMMSE型の受信ウエイト行列などの行ベクトルに相当し、抽出すべき信号系列に対応する受信信号処理回路345-1~345- N_{SDM} にそれぞれ入力される。

[0129] 受信信号処理回路345-1~345- N_{SDM} では、拡張FFT回路357-1~357- N_{Ant} から入力されたサブキャリアごとの信号に対し、受信ウエイト算出回路847から入力された受信ウエイトを乗算し、各アンテナ素子851-1~851- N_{Ant} で受信された信号をサブキャリアごとに加算合成する。受信信号処理回路345-1~345- N_{SDM} は、加算合成した信号に対して復調処理を施し、再生されたデータをMAC層処理回路68に出力する。

[0130] ここで、異なる受信信号処理回路345-1~345- N_{SDM} では、異なる信号系列の信号処理が行われる。また、複数の受信信号処理回路345-1~345- N_{SDM} にまたがった受信信号処理として、MLDやQR分解を用いた簡易MLD等を用いても良い。また、MAC層処理回路68は、MAC層に関する処理（例えば、インタフェース回路67に対して入出力するデータと、無線回線上で送受信されるデータ即ち無線パケットとの変換、MAC層のヘッダ情報の終端など）を行う。MAC層処理回路68にて処理された受信データは、インタフェース回路67を介して外部機器ないしはネットワークに出力される。また、全体のタイミング制御など、全体の通信に係る制御を通信制御回路51が管理する。

[0131] また、送信部71と同様に、受信部75は、アンテナ素子851-1~851- N_{Ant} から拡張FFT回路357-1~357- N_{Ant} までを共用し、拡張FFT回路357-1~357- N_{Ant} からの出力を N_{SDM} 系統にコピーして個別の受信信号処理回路345-1~345- N_{SDM} に入力しているが、アンテナ素子851-1~851- N_{Ant} から拡張FFT回路357-1~357- N_{Ant} までを個別に実装し、各アンテナ素子851-1~851- N_{Ant} がサブアレー構成となるように実現することも可能である。

[0132] さらにこの場合、受信ウエイトの算出において、無線局装置70と無線局装置70の送信部71及び受信部75におけるアレーアンテナないしはサブサレーとの間で、第1特異値に対応する仮想的伝送路を利用することも可能である。この第1特異値に対応する仮想的伝送路を活用する場合のチャネル推定の方法及び送受信ウエイトの算出方法には幾つかのバリエーションがある。例えば、別の無線局装置70から自局のアンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ に向けての各チャネル行列に対し、特異値分解した際の第1左特異ベクトルを受信ウエイトベクトルに用いても良い。この場合、受信ウエイト算出回路847はこの第1左特異ベクトルを算出する機能を有することになる。ないしは、この様な特異ベクトルの近似解を取得する様々な手法を用いても構わない。

[0133] 以下に、拡張FFT回路357-1~357- N_{Ant} で行う位相雑音補償処理について説明を行う。図4は、第1の実施形態における拡張FFT回路357の構成の一例を示す概略ブロック図である。図4に示すように、従来技術のFFT回路の機能ブロックに相当するブロック180（図4（A））が、第1の実施形態における拡張FFT回路ではブロック190に変更される（図4（B））。図4（B）に示すように、拡張FFT回路357は、複製回路181、FFT回路182、関数 $\Phi(t)$ 取得回路183、IFFT回路184、位相雑音補償回路185、 γ_k 設定回路193、距離L設定回路194及びFFT回路857を備える。拡張FFT回路357は、図3における受信信号処理回路345、受信ウエイト処理部844、及びA/D変換器856に接続されている。

[0134] まず、運用の開始前無線局装置を置局する際に、設置者は二つの無線局装置の間の距離の概算値 L' を何らかの手法で算出し、これを距離L設定回路194により設定する。この設定においては、装置上に数値入力の手段があっても良いし、制御用の別装置（PC等）を接続して、外部より設定する構成であっても構わない。この様に設定された距離 L' は γ_k 設定回路193に入力され、 γ_k 設定回路193ではこの L' を用いて式（10）により γ_k を

算出し、これを関数 $\Phi(t)$ 取得回路 183 に入力し、事前の準備とする。

[0135] 次に、拡張 FFT 回路 357 (ブロック 190) へは、A/D 変換器 856 よりデジタル・サンプリング・データが入力され、複製回路 181 にてサンプリングデータを複製し、一方を FFT 回路 182、他方を位相雑音補償回路 185 に入力する。FFT 回路 182 では、図には記載されていないタイミング検出部が判断する所定のシンボルタイミングで切り出したサンプリングデータを FFT し、図 3 におけるパイロット信号とその近傍のサブキャリア領域 917 及び 918 に関する成分を抽出し、この情報を関数 $\Phi(t)$ 取得回路 183 に入力する。関数 $\Phi(t)$ 取得回路 183 では、上述の手法により式 (5) の関数 $\Phi_k(t)$ の係数 $\gamma_{k+k'} \times \alpha_{k+k'} / \alpha_k$ に相当する値を、FFT 回路 182 の出力を基に上述の係数 $\gamma_{k+k'} \times \beta_{k+k'} / \beta_k$ の演算により算出する。これにより、関数 $\Phi(t)$ の逆数の周波数領域の係数が求まる。

[0136] さらにこの情報を基に IFFT 回路 184 にて周波数領域の信号を時間領域の信号に変換し、この時間領域の信号を位相雑音補償回路 185 に入力する。位相雑音補償回路 185 では、IFFT 回路 184 から入力された時間領域信号の逆数 (すなわち関数 $\Phi(t)$) と、複製回路 181 から入力される時間領域信号 (厳密には、FFT 回路 182 で FFT を実施したガードインターバルを除去した領域に相当する時間軸信号) の値を、式 (6) に示すようにサンプリングデータごとに乗算し、位相雑音補償がなされた時間領域の信号を再生する。この再生された時間領域の信号 (サンプリングデータ) は、FFT 回路 857 に入力され、ここで再度、時間領域の信号から周波数領域の信号に変換される。ただし、この周波数領域の信号は位相雑音が補償された信号であり、サブキャリア間の電力の漏洩は抑圧されている。この周波数領域の信号は受信信号処理回路 345 に入力され、ここで所定の受信信号処理を行う。

[0137] 受信信号処理回路 345 で行う信号処理は基本的に従来の受信信号処理回路と等価であるが、従来の受信信号処理回路が図 23 に示す有効帯域幅 W'

のOFDM信号を処理するのに対し、本発明の実施形態では図25に示す縮小有効帯域幅 W' の受信信号処理を行う。この際、パイロット信号や空きサブキャリア領域の信号成分は無視して処理を行うため、厳密には異なる機能ブロックとして示したが、有効なサブキャリアの範囲が異なるだけで、その他の信号処理は全く等価なものとなっている。したがって、受信ウエイト処理部844への情報の出力も、この様に有効帯域幅 W' が縮小有効帯域幅 W' に変更された点以外は従来の構成と全く等価である。

[0138] 同様の効果を得る別の構成としては、式(11)の代わりに式(12)にて処理を実施する図5の構成でも構わない。図5においては、図4に加えて関数 $\Psi(t)$ 取得回路195、関数 $\Phi(t)$ 取得回路196が追加され、関数 $\Phi(t)$ 取得回路183が削除されている。

[0139] 図5においても、式(10)により γ_k を算出するところまでは図4と同様で、この結果を関数 $\Psi(t)$ 取得回路195に入力し、事前の準備とする点のみが異なる。

その他の処理の差分としては、FFT回路182では、図には記載されていないタイミング検出部が判断する所定のシンボルタイミングで切り出したサンプリングデータをFFTし、図3におけるパイロット信号とその近傍のサブキャリア領域917及び918に関する成分を抽出し、この情報を関数 $\Psi(t)$ 取得回路195に入力する。関数 $\Psi(t)$ 取得回路195では、式(12)の関数 $\Psi_k(t)$ の係数 $\gamma_{k+k'} \times \beta_{k+k'}$ に相当する値を、FFT回路182の出力を基に算出する。これにより、関数 $\Psi(t)$ の周波数領域の係数が求まる。

[0140] さらにこの情報を基にIFFT回路184にて周波数領域の信号を時間領域の信号に変換し、これを関数 $\Phi(t)$ 取得回路196に入力する。関数 $\Phi(t)$ 取得回路196では、式(8)を用いて関数 $\Phi(t)$ を算出し、この時間領域の信号を位相雑音補償回路185に入力する。その他の処理は図4と同様である。

[0141] 以上のように構成された無線局装置70によれば、何らかの手法（例えば

、レーザポインタ型の距離測定の装置を利用して直接測定しても良いし、設置場所の情報を基に計算）により得られる二つの無線局装置 70 間の距離の概算値を用いて、位相回転量をキャンセルする。これにより、位相雑音のレプリカのタイムラグを大幅に修正することができる。

その結果、スループットの低下を抑圧することが可能となる。

[0142] [第2の実施形態]

第1の実施形態においては、アンテナ素子ごとにFFT回路を実装する回路構成に対して位相雑音補償を実施する場合について説明をした。しかし、背景技術においても、複数素子のアンテナの信号を送信する信号系列ごとに集約し、FFTやIFFTの信号処理を空間多重する信号系列数に限定する信号処理技術が存在する。そこで、第2の実施形態では、非特許文献1に記載の技術に本発明を適用する場合の実施形態について説明を行う。

[0143] (第2の実施形態における回路構成)

本発明の第2の実施形態においても、無線局装置 70 の構成は図1に示す無線局装置 70 と等価な構成をとる。図1と異なるのは送信部 71 が送信部 72 a に、受信部 75 が受信部 76 a に、通信制御回路 51 が通信制御回路 52 に置き換えられている点のみであり、このため全体的な機能及び特徴は図1に準じており、ここでは図及び説明の詳細は省略する。

[0144] 図6は、第2の実施形態における無線局装置 70 の送信部 72 a の構成の一例を示す概略ブロック図である。図6に示すように、送信部 72 a は、送信信号処理回路 411-1 ~ 411- N_{SDM} と、加算合成回路 812-1 ~ 812- N_{Ant} と、IFFT & G 付与回路 313-1 ~ 313- N_{SDM} と、D/A変換器 814-1 ~ 814- N_{Ant} と、ローカル発振器 815 と、ミキサ 816-1 ~ 816- N_{Ant} と、フィルタ 817-1 ~ 817- N_{Ant} と、ハイパワーアンプ 818-1 ~ 818- N_{Ant} と、アンテナ素子 819-1 ~ 819- N_{Ant} と、送信ウエイト処理部 740 と、時間軸送信ウエイト乗算回路 761-1 ~ 761- N_{SDM} と、加算器 420-1 ~ 420- N_{SDM} と、パイロット信号記憶回路 321 とを備えている。送信信号処理回路 411-1 ~

411-N_{SDM}と、送信ウエイト処理部740とは、通信制御回路52に接続されている。送信ウエイト処理部740は、チャネル情報取得回路741と、チャネル情報記憶回路742と、時間軸送信ウエイト算出回路743とを備えている。

[0145] 図6と非特許文献1に記載された送信部の構成との差分は、IFFT&GI付与回路313-1~313-N_{SDM}と時間軸送信ウエイト乗算回路761-1~761-N_{SDM}との間に加算器420-1~420-N_{SDM}が配置され、更にパイロット信号記憶回路321が追加されている点、及び送信信号処理回路711-1~711-N_{SDM}が送信信号処理回路411-1~411-N_{SDM}に変更されている点である。

[0146] これは、第1の実施形態において、従来の構成と図2の差分が、IFFT&GI付与回路813-1~813-N_{Ant}とD/A変換器814-1~814-N_{Ant}との間に加算器320-1~320-N_{Ant}が追加され、更にパイロット信号記憶回路321が追加されている点、及び送信信号処理回路811-1~811-N_{SDM}が送信信号処理回路311-1~311-N_{SDM}に変更されている点と同様である。

[0147] すなわち、図6の送信部72aは、非特許文献1における送信部と等価な動作をする中で、送信信号に有効帯域幅W'の両端のパイロット信号を付与する処理を、アンテナ系統ごとに実施する代わりに、空間多重する信号系列ごとにパイロット信号を付与する処理に変更している。さらに、非特許文献2における送信信号処理回路では図25に示す有効帯域幅W'内にユーザデータが割り当てられた信号を生成していたのに対し、図26では図25に示す縮小有効帯域幅W''内にユーザデータが割り当てられた信号を生成するように変更されていたことに対応する。ただし、図2の送信信号処理回路311-1~311-N_{SDM}では送信ウエイトの乗算処理までを行っていたが、図6の送信信号処理回路411-1~411-N_{SDM}では送信ウエイトの乗算処理は行わない。この送信ウエイトの乗算処理に相当する処理は非特許文献1における技術の特徴として、時間軸送信ウエイト乗算回路761-1~7

$61 - N_{SDM}$ にて行う。

[0148] また、以上の説明では有効帯域幅の両端のパイロット信号の付与をIFFT&G1付与回路313-1~313- N_{SDM} と時間軸送信ウエイト乗算回路761-1~761- N_{SDM} との間の加算器420-1~420- N_{SDM} にて行っているが、第1の実施形態と同様に、送信信号処理回路411-1~411- N_{SDM} 内において、有効帯域幅の両端のサブキャリアにパイロット信号を割り当てた信号を生成する構成としても良い。この場合、加算器420-1~420- N_{SDM} とパイロット信号記憶回路321は不要となり、それと等価な処理が送信信号処理回路411-1~411- N_{SDM} 内にて行われることになる。

[0149] なお、第2の実施形態においては、時間軸送信ウエイト乗算回路761-1~761- N_{SDM} から出力される N_{SDM} 系統の信号が加算合成回路812-1~812- N_{Ant} にて合成され、後続するD/A変換器814-1~814- N_{Ant} からアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} までを共用するが、加算合成回路812-1~812- N_{Ant} にて合成することなく個別に後続するD/A変換器814-1~814- N_{Ant} からアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} までを実装し、それぞれにおいてアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} によりサブアレーを構成しても良い。

[0150] 図7は、第2の実施形態における無線局装置70の受信部76aの構成の一例を示す概略ブロック図である。図7に示すように、受信部76aは、アンテナ素子851-1~851- N_{Ant} と、ローノイズアンプ852-1~852- N_{Ant} と、ローカル発振器853と、ミキサ854-1~854- N_{Ant} と、フィルタ855-1~855- N_{Ant} と、A/D変換器856-1~856- N_{Ant} と、拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} と、受信信号処理回路445-1~445- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部744と、時間軸受信ウエイト乗算回路755-1~755- N_{SDM} と、時間軸受信ウエイト算出回路757とを備えている。受信信号処理回路445-1~445- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部744と、受信ウエイト算出回路747とは、通信

制御回路 52 に接続されている。受信ウエイト処理部 744 は、チャンネル情報推定回路 746 と、受信ウエイト算出回路 747 とを備えている。

[0151] 図 7 と非特許文献 1 に記載された受信部の構成との差分は、FFT 回路 $257-1 \sim 257-N_{SDM}$ が拡張 FFT 回路 $157-1 \sim 157-N_{SDM}$ に変更されている点、及び受信信号処理回路 $745-1 \sim 745-N_{SDM}$ が受信信号処理回路 $445-1 \sim 445-N_{SDM}$ に変更されている点である。

[0152] これは、第 1 の実施形態において、FFT 回路 $257-1 \sim 257-N_{SDM}$ が拡張 FFT 回路 $157-1 \sim 157-N_{SDM}$ に変更され、更に受信信号処理回路 $845-1 \sim 845-N_{SDM}$ が受信信号処理回路 $345-1 \sim 345-N_{SDM}$ に変更されている点と同様である。

[0153] すなわち、図 7 の受信部 76a は図 21 の受信部 66a と等価な動作をする中で、FFT 回路 $257-1 \sim 257-N_{SDM}$ に、送信信号に有効帯域幅 W' の両端のパイロット信号を利用して位相雑音補償を実施する機能を付加し（拡張 FFT 回路 $157-1 \sim 157-N_{SDM}$ に相当）、さらに、図 21 の受信信号処理回路 $745-1 \sim 745-N_{SDM}$ では図 23 に示す有効帯域幅 W' 内にユーザデータが割り当てられた信号に対して受信信号処理をしていたのに対し、図 7 では図 25 に示す縮小有効帯域幅 W'' 内にユーザデータが割り当てられた信号に対し受信信号処理をするように変更されていたことに対応する。更に、その他の特徴に関しても図 21 に示す非特許文献 1 における受信部 66a に関する説明と同様である。

[0154] 以上のように構成された第 2 の実施形態における無線局装置 70 によれば、別の構成においても第 1 の実施形態と同様の効果を得ることができる。

[0155] [第 3 の実施形態]

非特許文献 1 に記載の背景技術では、時間軸送信ウエイト乗算回路 $761-1 \sim 761-N_{SDM}$ にて時間軸送信ウエイトをデジタル的に乗算し、時間軸受信ウエイト乗算回路 $755-1 \sim 755-N_{SDM}$ にて時間軸受信ウエイトをデジタル的に乗算していた。しかし、この時間領域の送受信ウエイトの乗算は全周波数帯域において共通の係数を乗算することに相当し、これはアナロ

グの送信信号ないしはアナログの受信信号に直接的に移相器を用いて位相を回転する処理と等価である。この特徴を利用し非特許文献2では、非特許文献1に記載の手法でデジタル的に乗算すべき送受信ウエイトの算出を行う一方、実際の時間軸送受信ウエイトの乗算に相当する処理は、移相器にて実施する方法を採用している。以下の説明では、まず本発明の背景技術として非特許文献2に記載の技術を適用した場合の別の回路構成について説明を行い、それとの差分として第3の実施形態について説明を行う。

[0156] 非特許文献2に記載の技術に本発明を適用する場合の実施形態を、以下にて説明する。

(第3の実施形態における回路構成)

本発明の第3の実施形態においても、無線局装置の構成は図1に示す無線局装置70と等価な構成をとる。図1と異なるのは送信部71が送信部72bに、受信部75が受信部76bに、通信制御回路51が通信制御回路53に置き換えられている点のみであり、このため全体的な機能及び特徴は図1に準じており、ここでは図及び説明の詳細は省略する。

[0157] 図8は、第3の実施形態における無線局装置70の送信部72bの構成の一例を示す概略ブロック図を示す図である。図8に示すように、送信部72bは、送信信号処理回路411-1~411- N_{SDM} と、IFFT&GI付与回路313-1~313- N_{SDM} と、D/A変換器414-1~414- N_{SDM} と、ローカル発振器815と、ミキサ316-1~316- N_{SDM} と、フィルタ317-1~317- N_{SDM} と、ハイパワーアンプ818-1~818- N_{Ant} と、アンテナ素子819-1~819- N_{Ant} と、合成器671-1~671- N_{Ant} と、移相器群681-1~681- N_{SDM} と、分配器673-1~673- N_{SDM} と、位相制御回路688と、時間軸送信ウエイト算出回路642と、パイロット信号記憶回路321とを備えている。送信信号処理回路411-1~411- N_{SDM} と、時間軸送信ウエイト算出回路642とは、通信制御回路53に接続されている。

[0158] 図22との差分は、D/A変換器314-1~314- N_{SDM} がD/A変換

器 4 1 4 - 1 ~ 4 1 4 - N_{SDM}に変更され、更にパイロット信号記憶回路 3 2 1 が追加されている点、及び送信信号処理回路 7 1 1 - 1 ~ 7 1 1 - N_{SDM}が送信信号処理回路 4 1 1 - 1 ~ 4 1 1 - N_{SDM}に変更されている点である。D/A変換器 4 1 4 - 1 ~ 4 1 4 - N_{SDM}は、IFFT&G付与回路 3 1 3 - 1 ~ 3 1 3 - N_{SDM}からの時間領域の信号とパイロット信号記憶回路 3 2 1 からの時間領域の信号をサンプリングデータ毎に加算し、この加算された値に対しD/A変換を行う機能を有し、これはIFFT&G付与回路 3 1 3 - 1 ~ 3 1 3 - N_{SDM}の後段（で且つD/A変換器 3 1 4 - 1 ~ 3 1 4 - N_{SDM}の前段）に図8と同様に加算器 4 2 0 - 1 ~ 4 2 0 - N_{SDM}を配置し、ここでパイロット信号記憶回路 3 2 1 からの時間領域の信号をサンプリングデータ毎に加算する構成と等価である。

[0159] これは、第1の実施形態において、図18と図2の差分が、IFFT&G付与回路 8 1 3 - 1 ~ 8 1 3 - N_{Ant}とD/A変換器 8 1 4 - 1 ~ 8 1 4 - N_{Ant}との間に加算器 3 2 0 - 1 ~ 3 2 0 - N_{Ant}が追加され、更にパイロット信号記憶回路 3 2 1 が追加されている点、及び送信信号処理回路 8 1 1 - 1 ~ 8 1 1 - N_{SDM}が送信信号処理回路 3 1 1 - 1 ~ 3 1 1 - N_{SDM}に変更されている点と同様である。

[0160] すなわち、図8の送信部 7 2 bは図22の送信部 6 2 bと等価な動作をする中で、送信信号に有効帯域幅W'の両端のパイロット信号を付与する処理を、アンテナ系統ごとに実施する代わりに、空間多重する信号系列ごとにパイロット信号を付与する処理に変更している。さらに、図22の送信信号処理回路 7 1 1 - 1 ~ 7 1 1 - N_{SDM}では図23に示す有効帯域幅W'内にユーザデータが割り当てられた信号を生成していたのに対し、図8では図25に示す縮小有効帯域幅W'内にユーザデータが割り当てられた信号を生成するように変更されていたことに対応する。

[0161] また、以上の説明では有効帯域幅の両端のパイロット信号の付与をD/A変換器 4 1 4 - 1 ~ 4 1 4 - N_{SDM}にて行っているが、第2の実施形態の補足説明と同様に、送信信号処理回路 4 1 1 - 1 ~ 4 1 1 - N_{SDM}内において、有

効帯域幅の両端のサブキャリアにパイロット信号を割り当てた信号を生成する構成としても良い。この場合、パイロット信号記憶回路321が省略されると共にD/A変換器414-1~414- N_{SDM} はパイロット信号との加算機能を持たないD/A変換器314-1~314- N_{SDM} に置き換えられることになり、それと等価な処理が送信信号処理回路411-1~411- N_{SDM} 内にて行われることになる。

[0162] なお、第3の実施形態においては図22に示す背景技術と同様に、分配器673-1~673- N_{SDM} から移相器群681-1~681- N_{SDM} までの N_{SDM} 系統を合成器671-1~671- N_{Ant} で合成し、ハイパワーアンプ818-1~818- N_{Ant} からアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} を各信号系列で共用する構成をとるが、合成器671-1~671- N_{Ant} で合成することなく個別に後続するハイパワーアンプ818-1~818- N_{Ant} からアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} までを個別に実装し、それぞれにおいてアンテナ素子819-1~819- N_{Ant} によりサブアレーを構成しても良い。更に、その他の特徴に関しても図22に示す背景技術の送信部62bに関する説明と同様である。

[0163] 図9は、第3の実施形態における無線局装置70の受信部76bの構成の一例を示す概略ブロック図を示す図である。図9に示すように、受信部76bは、アンテナ素子851-1~851- N_{Ant} と、ローノイズアンプ852-1~852- N_{Ant} と、ローカル発振器853と、ミキサ254-1~254- N_{SDM} と、フィルタ255-1~255- N_{SDM} と、A/D変換器256-1~256- N_{SDM} と、拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} と、受信信号処理回路445-1~445- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部744と、分配器672-1~672- N_{Ant} と、移相器群682-1~682- N_{SDM} と、合成器674-1~674- N_{SDM} と、時間軸受信ウエイト算出回路657と、位相制御回路678とを備えている。受信信号処理回路445-1~445- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部744と、時間軸受信ウエイト算出回路657とは、通信制御回路53に接続されている。受信ウエイト処理部

744は、チャネル情報推定回路746と、受信ウエイト算出回路747とを備えている。

[0164] 図24との差分は、FFT回路257-1~257- N_{SDM} が拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} に変更になった点、及び受信信号処理回路745-1~745- N_{SDM} が受信信号処理回路445-1~445- N_{SDM} に変更になった点である。これは、第2の実施形態において、背景技術の図21に示す受信部66aが第2の実施形態の図7に示す受信部76aに変更された際に、FFT回路257-1~257- N_{SDM} が拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} に変更され、更に受信信号処理回路845-1~845- N_{SDM} が受信信号処理回路445-1~445- N_{SDM} に変更されている点と同様である。

[0165] すなわち、図9の受信部76bは図24の受信部66bと等価な動作をする中で、FFT回路257-1~257- N_{SDM} に、送信信号に有効帯域幅 W' の両端のパイロット信号を利用して位相雑音補償を実施する機能を付加し（拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} に相当）、さらに、図24の受信信号処理回路745-1~745- N_{SDM} では図23に示す有効帯域幅 W' 内にユーザデータが割り当てられた信号に対して受信信号処理をしていたのに対し、図9では図25に示す縮小有効帯域幅 W'' 内にユーザデータが割り当てられた信号に対し受信信号処理をするように変更されていたことに対応する。更に、その他の特徴に関しても図24に示す非特許文献2における受信部66bに関する説明と同様である。

[0166] 以上のように構成された第3の実施形態における無線局装置70によれば、別の構成においても第1の実施形態と同様の効果を得ることができる。

[0167] [第4の実施形態]

本発明の第1から第3の実施形態においては、受信部における拡張FFT回路357及び157の構成は、図4(B)に示す構成のものを利用していた。ここでは、FFT回路857への入力信号は有効帯域幅 W' の両端のパイロット信号を含む形で行われていた。

しかし、FFT回路857及び受信信号処理回路345-1～345- N_{SDM} ないしは受信信号処理回路445-1～445- N_{SDM} は、これらの有効帯域幅 W' の両端のパイロット信号を必要とはしないため、FFT回路857への入力前に有効帯域幅 W' の両端のパイロット信号を除外することも可能である。この機能を備えた、第4の実施形態における拡張FFT回路の構成を図10に示す。

[0168] 図10に示すように、拡張FFT回路191は、FFT回路182、関数 $\Phi(t)$ 取得回路183、IFFT回路184、IFFT回路187、位相雑音補償回路185、 γ_k 設定回路193、距離 L 設定回路194、パイロット信号除去回路186及びFFT回路857を備える。

[0169] 図4との差分は、位相雑音補償回路185への入力複製回路181で複製された拡張FFT回路190への入力信号そのものではなく、パイロット信号除去回路186及びIFFT回路187により有効帯域幅 W' の両端のパイロット信号が除去された信号となっている点である。パイロット信号除去回路186の動作としては、FFT回路182により周波数領域の信号に変換された信号が入力された際に、図3における領域917及び領域198のサブキャリアの成分にゼロ挿入し、これをIFFT回路187で周波数領域の信号から時間領域の信号に変換する。これにより、有効帯域幅 W' の両端のパイロット信号に加えて、このパイロット信号が位相雑音の影響で周辺のサブキャリアに漏洩した成分も含めてキャンセルし、これらをキャンセルした周波数領域の信号を時間領域の信号に戻すことで、縮小有効帯域幅 W' 内（厳密には、縮小有効帯域幅 W' から信号が漏洩した一部のサブキャリアも含む帯域内）のユーザデータを含む有効な領域のデータを受信信号処理回路345-1～345- N_{SDM} ないしは受信信号処理回路445-1～445- N_{SDM} にて信号処理することが可能になる。

[0170] 同様に図5に対応して、図11の構成とすることもできる。図5との差分は、図10と同様に、位相雑音補償回路185への入力複製回路181で複製された拡張FFT回路190への入力信号そのものではなく、パイロ

ト信号除去回路 186 及び IFFT 回路 187 により有効帯域幅 W' の両端のパイロット信号が除去された信号となっている点である。

[0171] 以上のように構成された第 4 の実施形態における無線局装置 70 によれば、別の構成においても第 1 の実施形態と同様の効果を得ることができる。

[0172] [第 5 の実施形態]

第 1 から第 4 の実施形態における説明では、OFDM 変調方式を適用する場合を代表例として示したが、同様の処理はシングルキャリア伝送のシステムにおいても適用可能である。シングルキャリア伝送のシステムとしては、一般的なシングルキャリア伝送に加え、周波数領域での等化処理を行う SC-FDE 方式などがある。このうちの SC-FDE 方式では、周波数領域の信号処理が伴うために、受信信号処理回路 345-1 ~ 345- N_{SDM} ないしは受信信号処理回路 445-1 ~ 445- N_{SDM} において、OFDM 変調方式の信号処理の代わりに一般的な SC-FDE の処理を実施すればよい。これらは一般的な技術なので詳細は省略する。同様に送信部側においても、OFDM 変調方式の信号処理を一般的な SC-FDE の処理に変更すればよい。例えば、送信信号処理回路 311-1 ~ 311- N_{SDM} ないし送信信号処理回路 411-1 ~ 411- N_{SDM} においては通常的时间領域のシングルキャリアの信号を生成し、IFFT & GI 付与回路 313-1 ~ 313- N_{SDM} の部分において、IFFT を実施せずに GI を付与する回路を実装すれば、シングルキャリア伝送に対応させることができる。

[0173] ただし、SC-FDE 方式ではなく純粋なシングルキャリア伝送の場合には、必ずしも時間領域の信号を周波数領域の信号に FFT 回路を用いて変換する必要はない。このため、拡張 FFT 回路 357 内に実装される FFT 回路 857 は不要になり、拡張 FFT 回路はシングルキャリア補償回路に置き換えられることになると共に、IFFT & GI 付与回路 313-1 ~ 313- N_{SDM} の部分における GI の付与も不要となる。図 12 に、第 5 の実施形態におけるシングルキャリア補償回路の構成例を示す。

[0174] 図 12 に示すように、シングルキャリア補償回路 192 は、FFT 回路 1

82、関数 $\Phi(t)$ 取得回路183、IFFT回路184、パイロット信号除去回路186、IFFT回路187、位相雑音補償回路189、 γ_k 設定回路193、距離 L 設定回路194、 $\Psi(t)$ 取得回路195及び関数 $\Phi(t)$ 取得回路196を備える。図10との差分は、FFT回路857が省略され、位相雑音補償回路185が位相雑音補償回路189に置き換えられた点である。位相雑音補償回路185と位相雑音補償回路189の差分は、機能としては全く同じでありながら、出力が1系統から同一内容の N_{SDM} 系統に変更された点である。第4の実施形態で示したように、位相雑音補償回路189からの出力信号には有効帯域幅 W' の両端のパイロット信号は含まれておらず、位相雑音補償されたシングルキャリアの信号が出力されることになる。

[0175] 同様に図11に対応して、図13の構成とすることもできる。図11との差分は、図10と図12の差分と同様に、FFT回路857が省略され、位相雑音補償回路185が位相雑音補償回路189に置き換えられた点である。

[0176] 以上の変更を反映する形で、図14及び図15に第5の実施形態におけるシングルキャリア伝送時の送信部、及び受信部の構成例を示す。本発明の第5の実施形態においても、無線局装置の構成は図1に示す無線局装置70と等価な構成をとる。図1と異なるのは送信部71が送信部74に、受信部75が受信部78に、通信制御回路51が通信制御回路54に置き換えられている点のみであり、このため全体的な機能及び特徴は図1に準じており、ここでは図及び説明の詳細は省略する。以下では、この中の送信部74及び受信部78の構成例を示す。

[0177] 図14に示すように、第5の実施形態における送信部74は、送信信号処理回路511-1～511- N_{SDM} と、D/A変換器314-1～314- N_{SDM} と、ローカル発振器815と、ミキサ316-1～316- N_{SDM} と、フィルタ317-1～317- N_{SDM} と、ハイパワーアンプ818-1～818- N_{Ant} と、アンテナ素子819-1～819- N_{Ant} と、合成器671-1

～671- N_{Ant} と、移相器群682-1～682- N_{SDM} と、分配器673-1～673- N_{SDM} と、位相制御回路688と、時間軸送信ウエイト算出回路642と、加算器420-1～420- N_{SDM} と、パイロット信号記憶回路321とを備えている。送信信号処理回路511-1～511- N_{SDM} と、時間軸送信ウエイト算出回路642とは、通信制御回路54に接続されている。

[0178] 図8との差分は、IFFT&G付与回路313-1～313- N_{SDM} が省略され、OFDM変調方式等の周波数領域の処理を行う送信信号処理回路411-1～411- N_{SDM} が、時間領域でのシングルキャリア伝送の信号処理を行う送信信号処理回路511-1～511- N_{SDM} に置き換えられている。また、D/A変換器414-1～414- N_{SDM} をD/A変換器314-1～314- N_{SDM} 及び加算器420-1～420- N_{SDM} に分けて記載してあるが、これは機能的には全く等価な回路を明示的に分けて記載したものであり、本質的には差はない。

[0179] したがって、送信信号処理回路411-1～411- N_{SDM} とIFFT&G付与回路313-1～313- N_{SDM} の組み合わせでOFDM変調方式を用いたデジタルベースバンドの時間領域の送信信号を生成していたものが、送信信号処理回路511-1～511- N_{SDM} によりシングルキャリア伝送でのデジタルベースバンドの時間領域の送信信号を生成することになる。送信信号処理回路511-1～511- N_{SDM} が行うシングルキャリア伝送の信号処理は一般的な信号処理であり、ここでは詳細を省略するが、ユーザデータに変調処理を加えた信号に先行して、ユニークワードなどの信号がオーバーヘッドとして付与される。これらも含めた時間領域の信号が出力されることになる。

[0180] なお、第5の実施形態においても第3の実施形態と同様に、空間多重を行う信号系列ごとに個別にハイパワーアンプ818-1～818- N_{Ant} やアンテナ素子819-1～819- N_{Ant} 等を実装し、それぞれにおいてサブアレーを構成しても良い。更に、その他の特徴に関しても第3の実施形態に関する

る説明と同様である。

[0181] 図15に示すように、第5の実施形態における受信部78は、アンテナ素子851-1~851- N_{Ant} と、ローノイズアンプ852-1~852- N_{Ant} と、ローカル発振器853と、ミキサ254-1~254- N_{SDM} と、フィルタ255-1~255- N_{SDM} と、A/D変換器256-1~256- N_{SDM} と、シングルキャリア補償回路557-1~557- N_{SDM} （図15では、SC補償回路）と、受信信号処理回路545-1~545- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部744と、時間軸受信ウエイト算出回路757と、分配器672-1~672- N_{Ant} と、移相器群682-1~682- N_{SDM} と、合成器674-1~674- N_{SDM} とを備えている。受信信号処理回路545-1~545- N_{SDM} と、受信ウエイト処理部744と、時間軸受信ウエイト算出回路757とは、通信制御回路54に接続されている。受信ウエイト処理部744は、チャネル情報推定回路746と、受信ウエイト算出回路747とを備えている。

[0182] 図9との差分は、拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} がシングルキャリア補償回路557-1~557- N_{SDM} に変更になった点、及びOFDM変調方式等の周波数領域の処理を行う受信信号処理回路445-1~445- N_{SDM} がシングルキャリア伝送の時間領域の処理を行う受信信号処理回路545-1~545- N_{SDM} に変更になった点である。

[0183] したがって、受信信号処理回路445-1~445- N_{SDM} がOFDM変調方式を用いたデジタルベースバンドの時間領域の信号検出処理をしていたものが、受信信号処理回路545-1~545- N_{SDM} によりシングルキャリア伝送でのデジタルベースバンドの時間領域の信号検出処理を実施することになる。受信信号処理回路545-1~545- N_{SDM} が行うシングルキャリア伝送の信号処理は一般的な信号処理であり、ここでは詳細を省略するが、ユーザデータに変調処理を加えた信号に先行して付与されているユニークワードなどの信号を検出し、適切なタイミングから信号検出処理を開始し、送信側での信号を再生してMAC層処理回路68側に出力する。

[0184] また、シングルキャリア補償回路 $557-1 \sim 557-N_{SDM}$ が行う信号処理は上述の通りであり、位相雑音の補償処理を行い、パイロット信号が除去された縮小有効帯域幅 W' 内のシングルキャリア信号を受信信号処理回路 $545-1 \sim 545-N_{SDM}$ に出力する。

[0185] なお、第5の実施形態においても第3の実施形態と同様に、空間多重を行う信号系列ごとに個別にローノイズアンプ $852-1 \sim 852-N_{Ant}$ やアンテナ素子 $851-1 \sim 851-N_{Ant}$ 等を実装し、それぞれにおいてサブアレーを構成しても良い。更に、その他の特徴に関しても第3の実施形態に関する説明と同様である。

[0186] 以上のように構成された第5の実施形態における無線局装置70によれば、シングルキャリア伝送を行う構成においても第1の実施形態と同様の効果を得ることができる。

[0187] [第6の実施形態]

第1の実施形態から第5の実施形態においては、各無線局装置70の送信部71、72a、72b及び74において、アンテナ素子 $819-1 \sim 819-N_{Ant}$ やハイパワーアンプ $818-1 \sim 818-N_{Ant}$ 等を空間多重する信号系列ごとに個別に実装し、それぞれでサブアレー構成とすることも可能であった。同様に、受信部75、76a、76b及び78においても、アンテナ素子 $851-1 \sim 851-N_{Ant}$ やローノイズアンプ $852-1 \sim 852-N_{Ant}$ 等を空間多重する信号系列ごとに個別に実装し、それぞれでサブアレー構成とすることも可能であった。この送信部71、72a、72b及び74と受信部75、76a、76b及び78のサブアレーアンテナは、物理的に例えば数m程度離れた位置に設置する場合には、ローカル発振器815とローカル発振器853はそれぞれ個別に実装される場合があり、それぞれのサブアレー間で異なる位相雑音が付加される可能性がある。

[0188] 図16は、第6の実施形態における対向する無線局装置70の概要を示す図である。図16に示す様に、無線局装置70a及び70bは、送信部71a及び71b、受信部75a及び75b、インタフェース回路67a及び6

7 b、MAC層処理回路68 a及び68 b、及び通信制御回路51 a及び51 bを備えている。無線局装置70 bは、上述の様にサブアレー構成を取り、その状況を明示的に示すために送信部71 bはサブアレー92-1~92- N_{SDM} を備え、受信部75 bはサブアレー91-1~91- N_{SDM} を備える。無線局装置70 aは、サブアレー構成を取らずに共通化されたアンテナを備え、送信ウエイトの乗算により送信指向性ビーム93-1~93- N_{SDM} を形成してサブアレー91-1~91- N_{SDM} と対向し、同様に受信ウエイトの乗算により受信指向性ビーム94-1~94- N_{SDM} を形成してサブアレー92-1~92- N_{SDM} と対向する。

[0189] 例えば第3の実施形態を用いて説明すれば、送信部71 aに相当する図8の送信部72 bでは、合成器671-1~671- N_{Ant} 、移相器群681-1~681- N_{SDM} 、分配器673-1~673- N_{SDM} にて送信指向性ビーム93-1~93- N_{SDM} を形成し、受信部75 aに相当する図9の受信部76 bでは、分配器672-1~672- N_{Ant} 、移相器群682-1~682- N_{SDM} 、合成器674-1~674- N_{SDM} にて受信指向性ビーム94-1~94- N_{SDM} を形成する処理が実施される。

[0190] この時、受信部75 a及び75 bは空間多重される信号系列ごとに異なるローカル発振器815及び又はローカル発振器853が適用されるため、個別独立の位相雑音が付加されている。この時、例えば第3の実施形態を例にとれば、上述の指向性形成により概ね相互の信号分離がなされているため、各拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} への入力信号では干渉成分はある程度抑圧されているものと期待される。この場合、上述の処理を各拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} で個別に実施すれば、それぞれの信号系列において適切な位相雑音補償が実施可能である。

[0191] 同様に、一つの基地局装置が複数の端末局装置と空間多重伝送を行うマルチユーザMIMO環境であっても、上述の指向性形成で概ね信号分離ができているため、同様の位相雑音補償を個別の各拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} で実施すればよい。ここで、マルチユーザMIMOのユーザ数が

2の場合には、有効帯域幅 W' の両端のパイロット信号の片方をユーザ#1に、他方をユーザ#2に割り当てるなどして、相互の干渉を更に低減して運用することも可能である。ないしは、サブアレー構成を取りながらも、ローカル発振器815及び又はローカル発振器853がサブアレー間で共用されている場合には、それぞれの信号系列に加わる位相雑音は全く等価な位相雑音となることが期待される。図1において、パイロット信号を有効帯域幅 W' の両端に配置し、複数のパイロット信号から得られた情報を平均化して位相雑音の抽出精度を高める方法については上述の通りであるが、同様の平均化処理を、拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} でまたがって実施することも可能である。この場合には、拡張FFT回路157-1~157- N_{SDM} 間に相互の情報を交換するための信号線が必要となる。

[0192] この様に、本発明の実施形態においては、サブアレー構成を取る場合や、シングルユーザMIMOに加えてマルチユーザMIMO伝送を実施する場合にも適用可能である。

以上、図面を参照して本発明の実施の形態を説明してきたが、上記実施の形態は本発明の例示に過ぎず、本発明が上記実施の形態に限定されるものではないことは明らかである。例えば、本発明の実施形態の説明においてはOFDM変調方式、シングルキャリア伝送方式、SC-FDE方式等を想定した装置構成及び信号処理を中心に説明を行ったが、その他の方式を適用するためには、従来技術におけるその方式の装置構成を本発明の実施形態において反映させた構成とすればよい。また、本発明では特に明示することなく、一般的なPoint-to-Point型の空間多重伝送を中心に説明を行ったが、複数の無線局装置を備えたPoint-to-Multipoint型の通信形態であっても全く同様の議論が成り立つ。更にはこの際に、マルチユーザMIMO伝送により、複数の無線局装置と同時並行的に通信を行う構成に拡張することも可能である。

[0193] また、本発明の実施形態において用いるパイロット信号の送信局側での付与の処理においては、何らかの手段で生成した送信信号に対し、別途、メモ

りに保存したパイロット信号の時間領域での情報（サンプリングデータ）を加算する形で実現しても良いし、OFDM変調方式やSC-FDE方式などの様に送信側において周波数領域での信号処理が伴う場合には、周波数領域においてパイロット信号の成分を割り当て、一括してパイロット信号を生成する形でも対処可能である。この意味で、送信信号にパイロット信号が付与されていることが本質であり、そのパイロット信号の付与の仕方は様々なバリエーションにより実現することも可能である。

[0194] また、本明細書では周波数領域、時間領域、時間軸等の用語を用いているが、例えばOFDM変調方式やSC-FDE方式を適用する際に実施するFFT処理により、デジタル・サンプリング・データが複数の周波数成分ないしはサブキャリアの信号に変換することが可能であり、この各周波数成分ないしは各サブキャリアの信号を本明細書では周波数領域（または周波数軸）の信号と呼ぶ。これとの対比として、デジタル・サンプリング・データは時系列の信号であり、これを時間領域（または時間軸）の信号と呼んでおり、この意味ではアナログ信号は時間的に連続する信号であるために、例えば第3の実施形態などで移相器で行う複素位相の回転処理は、時間領域での信号処理に相当する。基本的に時間領域での信号処理は、周波数領域の信号処理と異なりFFT処理を必要としないため、基本的には隣接周波数成分への信号の漏洩の問題を回避しやすいという特徴がある。このため、本明細書では記載していないその他の時間領域の信号処理などを追加で付加しても、本発明は影響を避けて運用することが可能である。

[0195] またさらに、ここでは位相雑音補償が従来の背景技術で対応できない空間多重伝送を行う場合を想定し、複数のアンテナ素子を備える実施形態を中心に説明を行ってきたが、本発明の本質は図25に示す様に帯域内のパイロット信号（その周辺の周波数領域においては信号の割り当てのないことが特徴）を送信側で付与し、受信側においてはこのパイロット信号とその周辺の周波数成分を用いて位相雑音のレプリカを生成し、これを用いて受信信号から位相雑音を除去することが特徴であり、この意味では複数のアンテナ素子を

用いることは必須ではなく、また空間多重伝送を用いない場合でも、本発明の適用により位相雑音補償を行うことは可能である。この際、本発明の実施形態では、パイロット信号を有効帯域幅の両端に配置したが、これはもともと信号の割り当てのないガードバンドを積極的に利用するためであり、必ずしも有効帯域幅の両端である必要はなく、帯域内の任意の場所にパイロット信号を割り当てることが可能である。更にいえば、本発明の実施形態ではパイロット信号を2本割り当てる例を示したが、1本のみを利用したり、ないしは3本以上を利用することも可能である。特に複数の無線局とひとつの無線局（基地局装置）が同時に空間多重伝送を行う場合、ないしはサブアレー構成を用いた無線局がサブアレー間で空間多重伝送を行う場合などは、独立な位相雑音を伴う信号系列のそれぞれ毎に、個別のパイロットサブキャリアを割り当て、当該無線局以外はそのパイロットサブキャリアへの信号送信を行わない構成としても良い。この場合、受信局側では個別の無線局またはサブアレーに対応した信号系列ごとに、個別に位相雑音補償を行うことになる。この様に、本発明の実施形態にて説明した個別のパラメータを適宜修正して実施することも、本発明の範囲内である。

[0196] したがって、本発明の技術思想及び範囲を逸脱しない範囲で構成要素の追加、省略、置換、その他の変更を行ってもよい。

符号の説明

[0197] 5 1、5 1 a、5 1 b、5 2、5 3…通信制御回路

6 0…無線局装置

6 1、6 2…送信部

6 5、6 6…受信部

6 7、6 7 a、6 7 b…インタフェース回路

6 8、6 8 a、6 8 b…MAC層処理回路

7 0…無線局装置

7 1、7 1 a、7 1 b、7 2 a、7 2 b、7 4…送信部

7 5、7 5 a、7 5 b、7 6 a、7 6 b、7 8…受信部

1 5 7 - 1 ~ 1 5 7 - N_{SDM} ... 拡張 F F T 回路
1 8 1 ... 複製回路
1 8 2 ... F F T 回路
1 8 3 ... 関数 $\Phi(t)$ 取得回路
1 8 4 ... I F F T 回路
1 8 5 ... 位相雑音補償回路
1 8 6 ... パイロット信号除去回路
1 8 7 ... I F F T 回路
1 8 9 ... 位相雑音補償回路
1 9 1 ... 拡張 F F T 回路
1 9 3 ... γ_k 設定回路
1 9 4 ... 距離 L 設定回路
1 9 5 ... 関数 $\Psi(t)$ 取得回路
1 9 6 ... 関数 $\Phi(t)$ 取得回路
1 9 2 ... シングルキャリア補償回路
2 5 4 - 1 ~ 2 5 4 - N_{SDM} ... ミキサ
2 5 5 - 1 ~ 2 5 5 - N_{SDM} ... フィルタ
2 5 6 - 1 ~ 2 5 6 - N_{SDM} ... A / D (アナログ / デジタル) 変換器
2 5 7 - 1 ~ 2 5 7 - N_{SDM} ... F F T 回路
3 1 1 - 1 ~ 3 1 1 - N_{SDM} ... 送信信号処理回路
3 1 3 - 1 ~ 3 1 3 - N_{SDM} ... I F F T & G I 付与回路
3 1 4 - 1 ~ 3 1 4 - N_{SDM} ... D / A 変換器
3 1 6 - 1 ~ 3 1 6 - N_{SDM} ... ミキサ
3 1 7 - 1 ~ 3 1 7 - N_{SDM} ... フィルタ
3 2 0 - 1 ~ 3 2 0 - N_{Ant} ... 加算器
3 2 1 ... パイロット信号記憶回路
3 4 5 - 1 ~ 3 4 5 - N_{SDM} ... 受信信号処理回路
3 5 7 - 1 ~ 3 5 7 - N_{Ant} ... 拡張 F F T 回路

4 1 1 - 1 ~ 4 1 1 - N_{SDM} ... 送信信号処理回路
4 1 4 - 1 ~ 4 1 4 - N_{SDM} ... D / A 変換器
4 2 0 - 1 ~ 4 2 0 - N_{SDM} ... 加算器
4 4 5 - 1 ~ 4 4 5 - N_{SDM} ... 受信信号処理回路
5 1 1 - 1 ~ 5 1 1 - N_{SDM} ... 送信信号処理回路
6 4 2 ... 時間軸送信ウェイト算出回路
6 5 7 ... 時間軸受信ウェイト算出回路
6 7 1 - 1 ~ 6 7 1 - N_{Ant} ... 合成器
6 7 2 - 1 ~ 6 7 2 - N_{Ant} ... 分配器
6 7 3 - 1 ~ 6 7 3 - N_{SDM} ... 分配器
6 7 4 - 1 ~ 6 7 4 - N_{SDM} ... 合成器
6 7 8 ... 位相制御回路
6 8 1 - 1 ~ 6 8 1 - N_{SDM} ... 移相器群
6 8 2 - 1 ~ 6 8 2 - N_{SDM} ... 移相器群
6 8 8 ... 位相制御回路
7 4 0 ... 送信ウェイト処理部
7 4 1 ... チャネル情報取得回路
7 4 2 ... チャネル情報記憶回路
7 4 3 ... 送信ウェイト算出回路
7 4 4 ... 受信ウェイト処理部
7 4 6 ... チャネル情報推定回路
7 4 7 ... 受信ウェイト算出回路
7 5 5 - 1 ~ 7 5 5 - N_{SDM} ... 時間軸受信ウェイト乗算回路
7 5 7 ... 時間軸送信ウェイト算出回路
7 6 1 - 1 ~ 7 6 1 - N_{SDM} ... 時間軸送信ウェイト乗算回路
8 1 2 - 1 ~ 8 1 2 - N_{Ant} ... 加算合成回路
8 1 3 - 1 ~ 8 1 3 - N_{Ant} ... I F F T & G I 付与回路
8 1 4 - 1 ~ 8 1 4 - N_{Ant} ... D / A 変換器

815…ローカル発振器

816-1～816- N_{Ant} …ミキサ

817-1～817- N_{Ant} …フィルタ

818-1～818- N_{Ant} …ハイパワーアンプ (HPA)

819-1～819- N_{Ant} …アンテナ素子

840…送信ウエイト処理部

841…チャネル情報取得回路

842…チャネル情報記憶回路

843…送信ウエイト算出回路

844…受信ウエイト処理部

846…チャネル情報推定回路

847…受信ウエイト算出回路

851-1～851- N_{Ant} …アンテナ素子

852-1～852- N_{Ant} …ローノイズアンプ (LNA)

853…ローカル発振器

854-1～854- N_{Ant} …ミキサ

855-1～855- N_{Ant} …フィルタ

856-1～856- N_{Ant} …A/D (アナログ/デジタル) 変換器

857-1～857- N_{Ant} …FFT回路

887…ローカル発振器

請求の範囲

[請求項1]

第1の無線通信装置と第2の無線通信装置とを備える無線通信システムにおける無線通信装置であって、

前記第1の無線通信装置は、

有効帯域幅内の所定の周波数領域を空き領域とし、前記有効帯域幅内の該空き領域を除く領域ないしはその一部において、伝送すべき情報を含む送信信号を生成する送信信号生成手段と、

前記有効帯域幅内の所定の周波数成分に対し、少なくとも隣接する周波数成分において有効な信号成分を伴わないパイロット信号を生成及び前記送信信号生成手段により生成した送信信号に付与するパイロット信号付与手段と、

前記パイロット信号付与手段により生成された前記パイロット信号を含む送信信号を無線周波数で送信する送信手段と、

を備え、

前記第2の無線通信装置は、

前記無線周波数の信号を受信する受信手段と、

該受信手段で受信した信号ないしは該信号を周波数変換した信号に対し、時間領域のサンプリング信号から周波数領域の信号に変換する時間／周波数信号変換手段と、

該第2の無線通信装置と前記第1の無線通信装置との間の距離の概算値 L' を設定する手段と、

該距離の概算値 L' と有効帯域幅 W と光速 c と前記時間／周波数変換手段のFFTポイント数 N_{FFT} と周波数成分の番号 k に対し、以下の式(1)で与えられる係数 γ_k を算出する手段と、

前記時間／周波数信号変換手段からの出力において、前記パイロット信号の周波数成分と、該パイロット信号の少なくとも隣接する周波数成分を含む複数の周辺の周波数成分とを含む周波数領域の信号を抽出し、抽出された信号の周波数成分ごとの係数と前記係数 γ_k とを基

に位相雑音のレプリカを生成する位相雑音レプリカ生成手段と、

該位相雑音のレプリカと、前記時間領域のサンプリング信号ないしは前記時間領域のサンプリング信号に基づいて修正されたサンプリング信号とを用いて位相雑音補償がなされたサンプリング信号を生成する位相雑音補償手段と、

該位相雑音補償手段からの出力信号を基に、前記第 1 の無線通信装置より伝送されるデータを再生するデータ再生手段と、

を備えたことを特徴とする無線通信装置。

[数1]

$$\gamma_k = e^{2\pi j \times \frac{L'W}{c} \times \frac{k}{N_{FFT}}} \dots (1)$$

[請求項2] 前記パイロット信号付与手段は、前記有効帯域幅の両端またはその一方の周波数成分に対してパイロット信号用のサブキャリアを割り当て、隣接するサブキャリアを含む周辺のサブキャリアを空きサブキャリアとすることを特徴とする、請求項 1 に記載の無線通信装置。

[請求項3] 前記パイロット信号付与手段は、所定の周波数の正弦波信号ないしは複数の所定の周波数の正弦波信号の合成信号の 1 周期またはその整数倍の長さのサンプリングデータを記憶するメモリと、

該メモリから当該サンプリングデータを所定の間隔で繰り返し読み出すことによって、連続的な前記パイロット信号の時間領域信号を出力するパイロット信号出力手段と、

をさらに備えることを特徴とする、請求項 1 又は 2 に記載の無線通信装置。

[請求項4] 前記位相雑音レプリカ生成手段は、1 以上の正の整数 $N_P N$ 及び $N_P N \leq k' \leq N_P N$ となる整数 k' に対し、前記時間／周波数信号変換手段により取得される第 k 周波数成分の前記パイロット信号の係数 β_k 及び第 $(k + k')$ 周波数成分の係数 $\beta_{k + k'}$ を基に、時刻

t のサンプリングデータを以下の式（2）ないしはこの逆数で与えられるサンプリングデータを位相雑音のレプリカとして生成することを特徴とする、請求項1から請求項3のいずれか一項に記載の無線通信装置。

[数2]

$$\Phi_k(t) = \left(\sum_{k'=-N_{PS}}^{N_{PS}} \frac{\alpha_{k+k'}}{\alpha_k} \times \gamma_{k+k'} e^{2\pi j k' \Delta f t} \right)^{-1} \quad \dots (2)$$

[請求項5]

前記位相雑音レプリカ生成手段は、1以上の正の整数NPN及び $-NPN \leq k' \leq NPN$ となる整数k'に対し、前記時間／周波数信号変換手段により取得される第k周波数成分の前記パイロット信号の係数 β_k 及び第(k+k')周波数成分の係数 $\beta_{k+k'}$ を基に、時刻tのサンプリングデータを以下の式（3）及び式（4）ないしは式（4）の逆数で与えられるサンプリングデータを位相雑音のレプリカとして生成することを特徴とする、請求項1から請求項3のいずれか一項に記載の無線通信装置。

[数3]

$$\Psi_k(t) \approx \sum_{k'=-N_{PS}}^{N_{PS}} \beta_{k+k'} \times \gamma_{k+k'} e^{2\pi j (f_k + k' \Delta f) t} \quad \dots (3)$$

[数4]

$$\Phi_k(t)^{-1} = \Psi_k(t) \times \frac{1}{\beta_k} e^{-2\pi j f_k t} \quad \dots (4)$$

[請求項6]

前記位相雑音補償手段は、前記パイロット信号及び該パイロット信号の周辺の所定の周波数成分を受信信号から除去する除去手段をさらに備えることを特徴とする、請求項1に記載の無線通信装置。

[請求項7]

第1の無線通信装置と第2の無線通信装置とを備える無線通信システムにおける無線通信装置が行う無線通信方法であって、

前記第 1 の無線通信装置が、有効帯域幅内の所定の周波数領域を空き領域とし、前記有効帯域幅内の該空き領域を除く領域ないしはその一部において、伝送すべき情報を含む送信信号を生成する送信信号生成ステップと、

前記第 1 の無線通信装置が、前記有効帯域幅内の所定の周波数成分に対し、少なくとも隣接する周波数成分において有効な信号成分を伴わないパイロット信号を生成及び前記送信信号生成ステップにより生成した送信信号に付与するパイロット信号付与ステップと、

前記第 1 の無線通信装置が、前記パイロット信号付与ステップにより生成された前記パイロット信号を含む送信信号を無線周波数で送信する送信ステップと、

前記第 2 の無線通信装置が、前記無線周波数の信号を受信する受信ステップと、

前記第 2 の無線通信装置が、該受信ステップにおいて受信した信号ないしは該信号を周波数変換した信号に対し、時間領域のサンプリング信号から周波数領域の信号に変換する時間／周波数信号変換ステップと、

前記第 2 の無線通信装置が、該第 2 の無線通信装置と前記第 1 の無線通信装置との間の距離の概算値 L' を設定する設定ステップと、

前記第 2 の無線通信装置が、該距離の概算値 L' と有効帯域幅 W と光速 c と前記時間／周波数変換手段の FFT ポイント数 N_{FFT} と周波数成分の番号 k に対し、以下の式 (5) で与えられる係数 γ_k を算出する算出ステップと、

前記第 2 の無線通信装置が、前記時間／周波数信号変換ステップにおける出力において、前記パイロット信号の周波数成分と、該パイロット信号の少なくとも隣接する周波数成分を含む複数の周辺の周波数成分とを含む周波数領域の信号を抽出し、抽出された信号の周波数成分ごとの係数と前記係数 γ_k とを基に位相雑音のレプリカを生成する

位相雑音レプリカ生成ステップと、

前記第2の無線通信装置が、該位相雑音のレプリカと、前記時間領域のサンプリング信号ないしは前記時間領域のサンプリング信号に基づいて修正されたサンプリング信号とを用いて位相雑音補償がなされたサンプリング信号を生成する位相雑音補償ステップと、

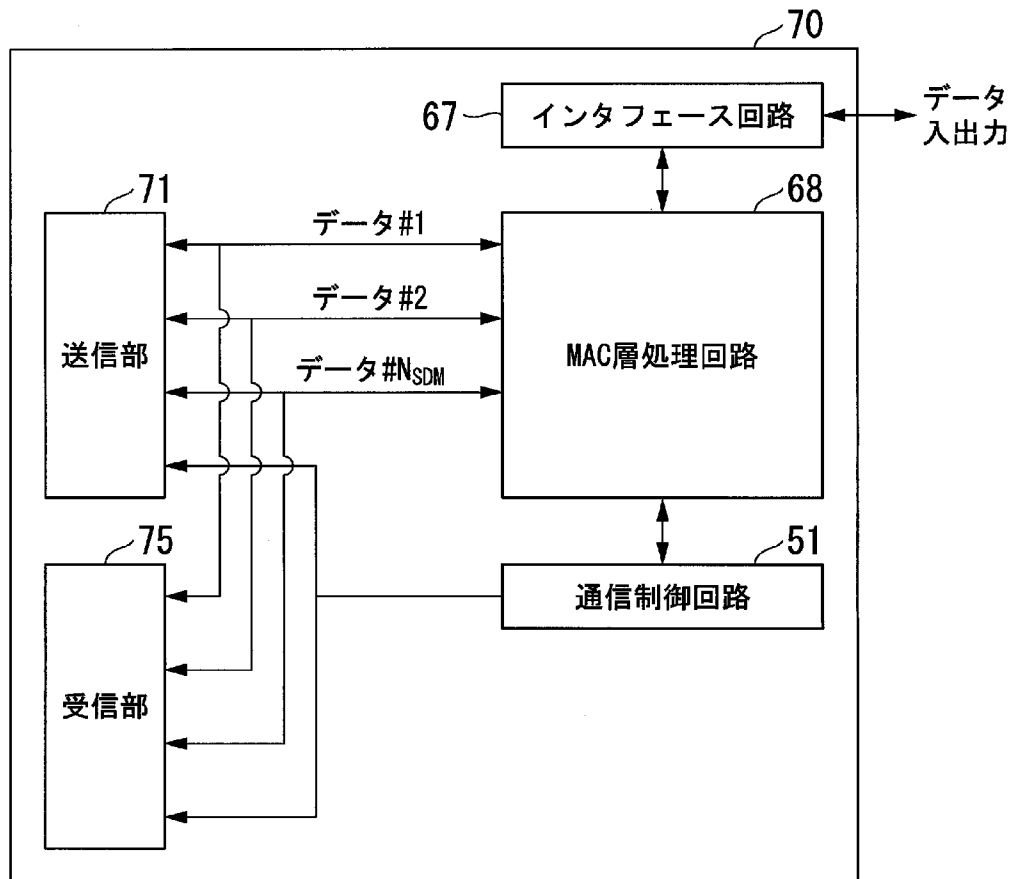
前記第2の無線通信装置が、該位相雑音補償ステップにおける出力信号を基に、前記第1の無線通信装置より伝送されるデータを再生するデータ再生ステップと、

を有することを特徴とする無線通信方法。

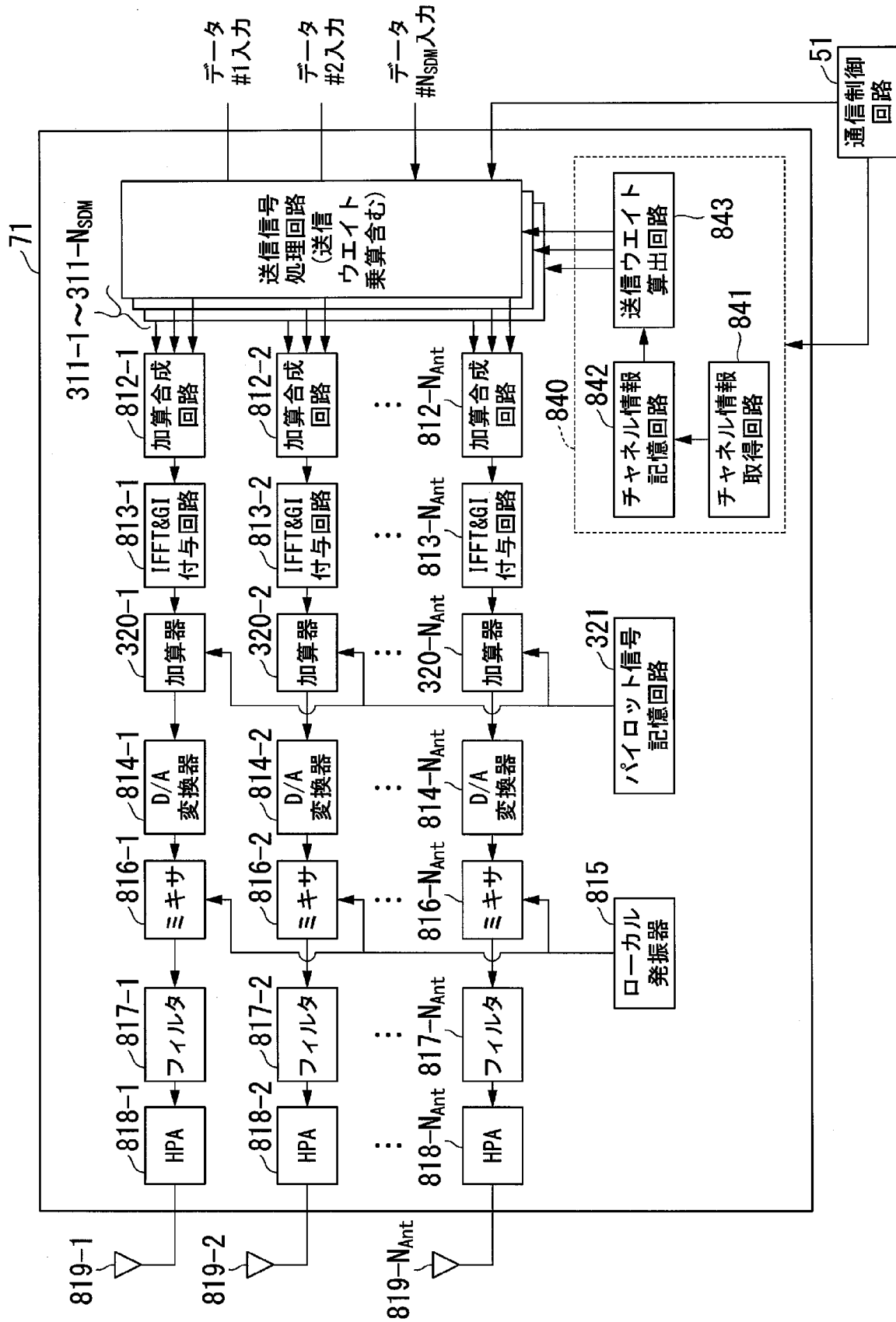
[数5]

$$\gamma_k = e^{2\pi j \times \frac{L'W}{c} \times \frac{k}{N_{FFT}}} \quad \dots (5)$$

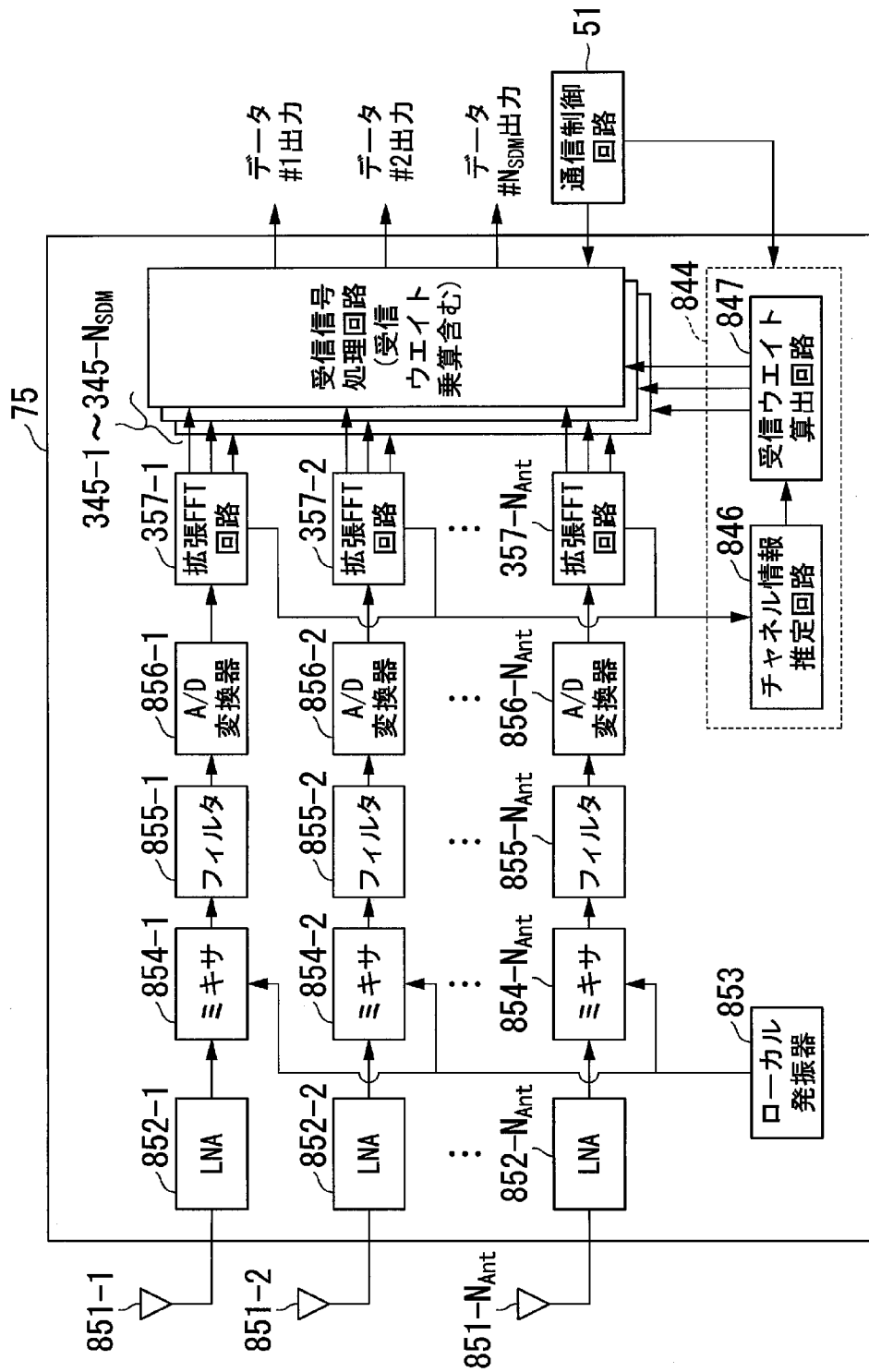
[図1]



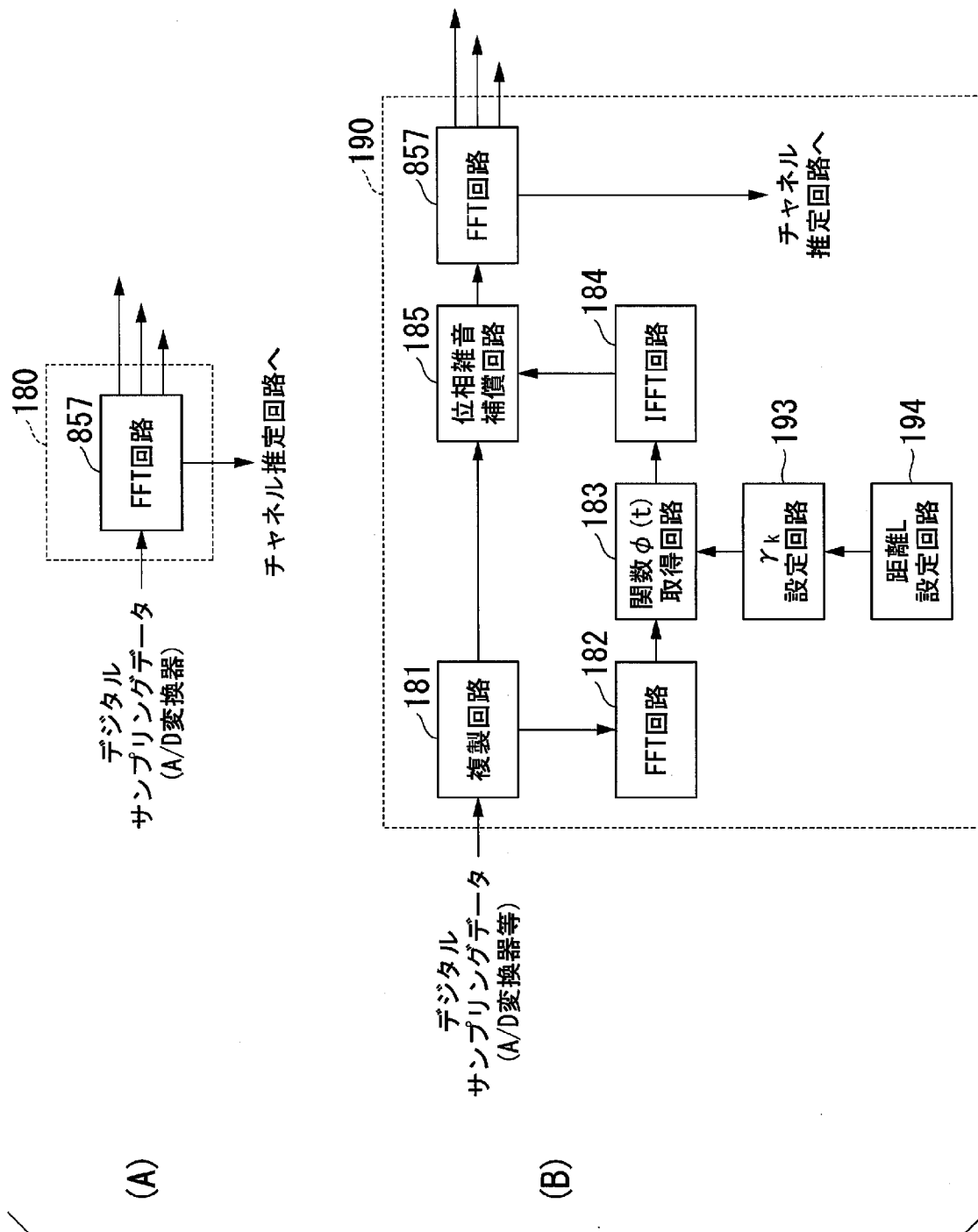
[図2]



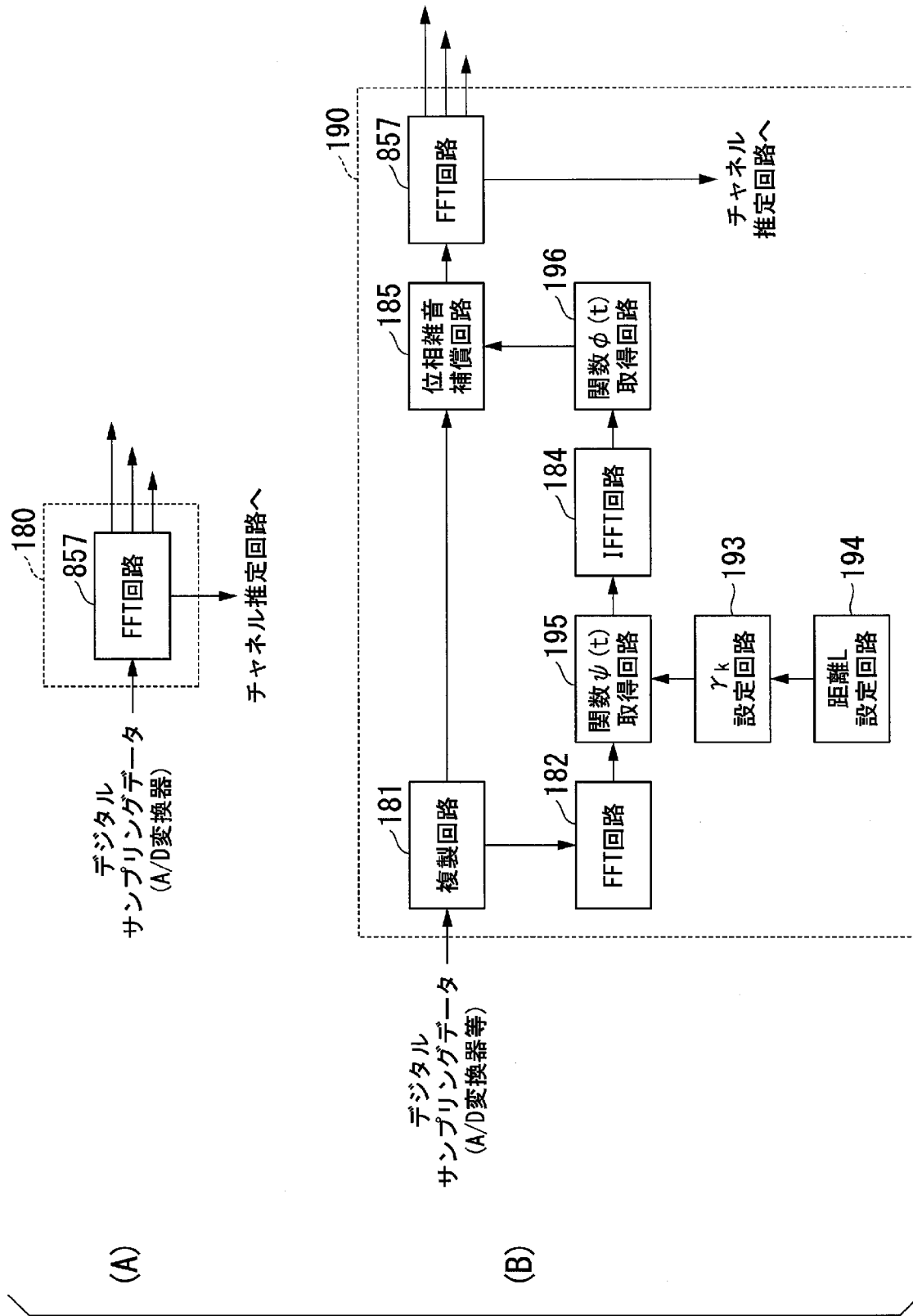
[図3]



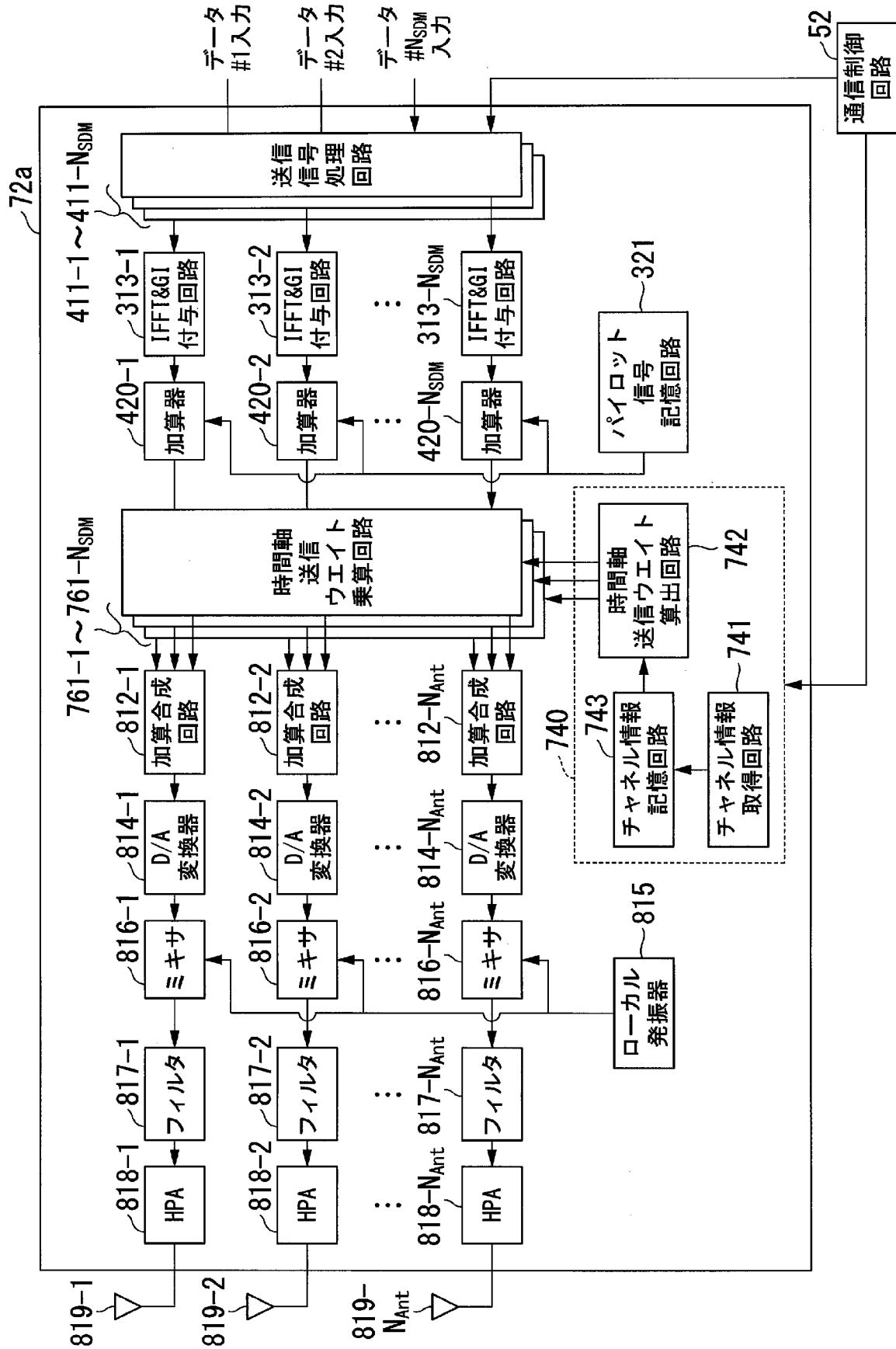
[図4]



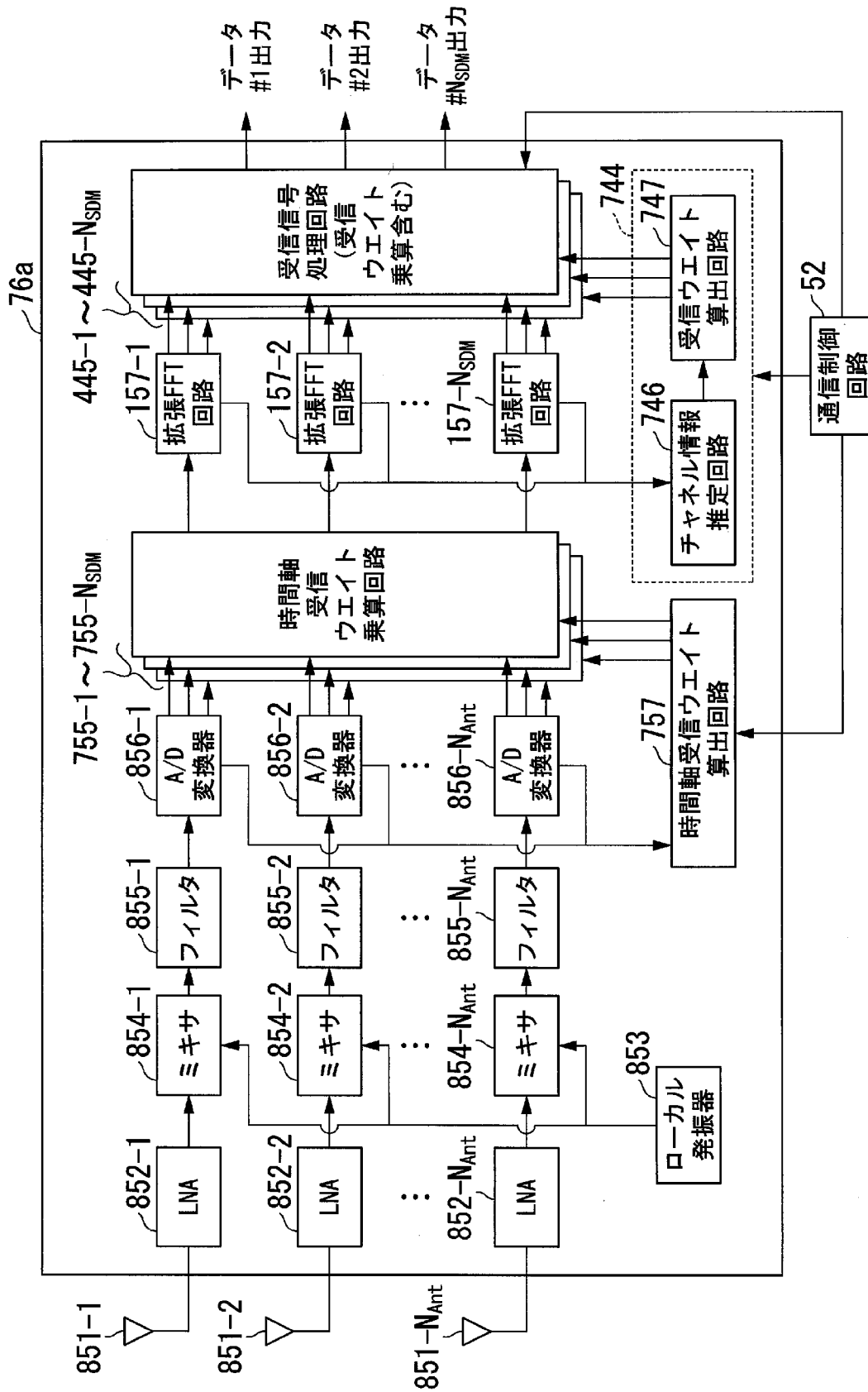
[図5]



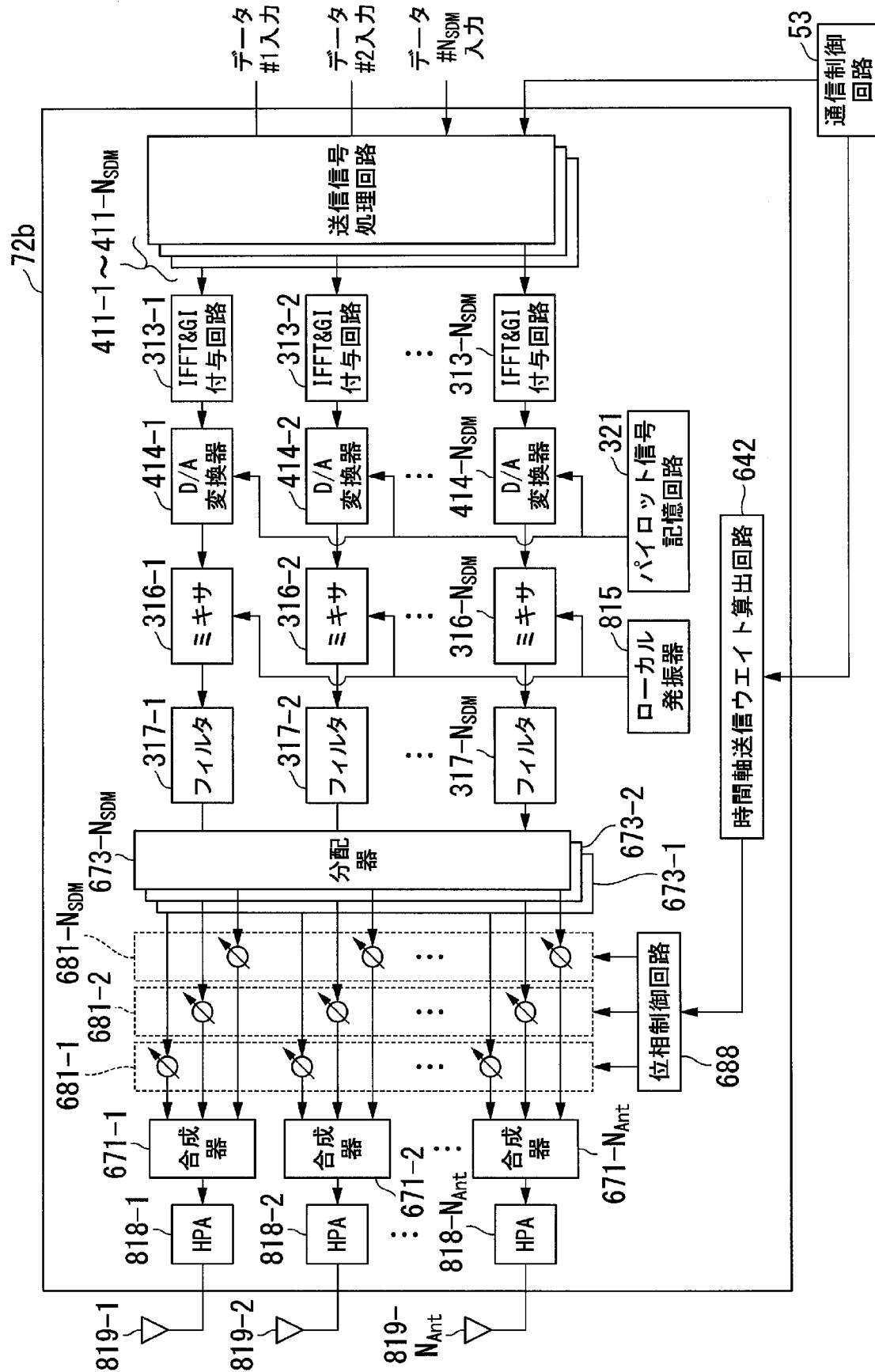
[図6]



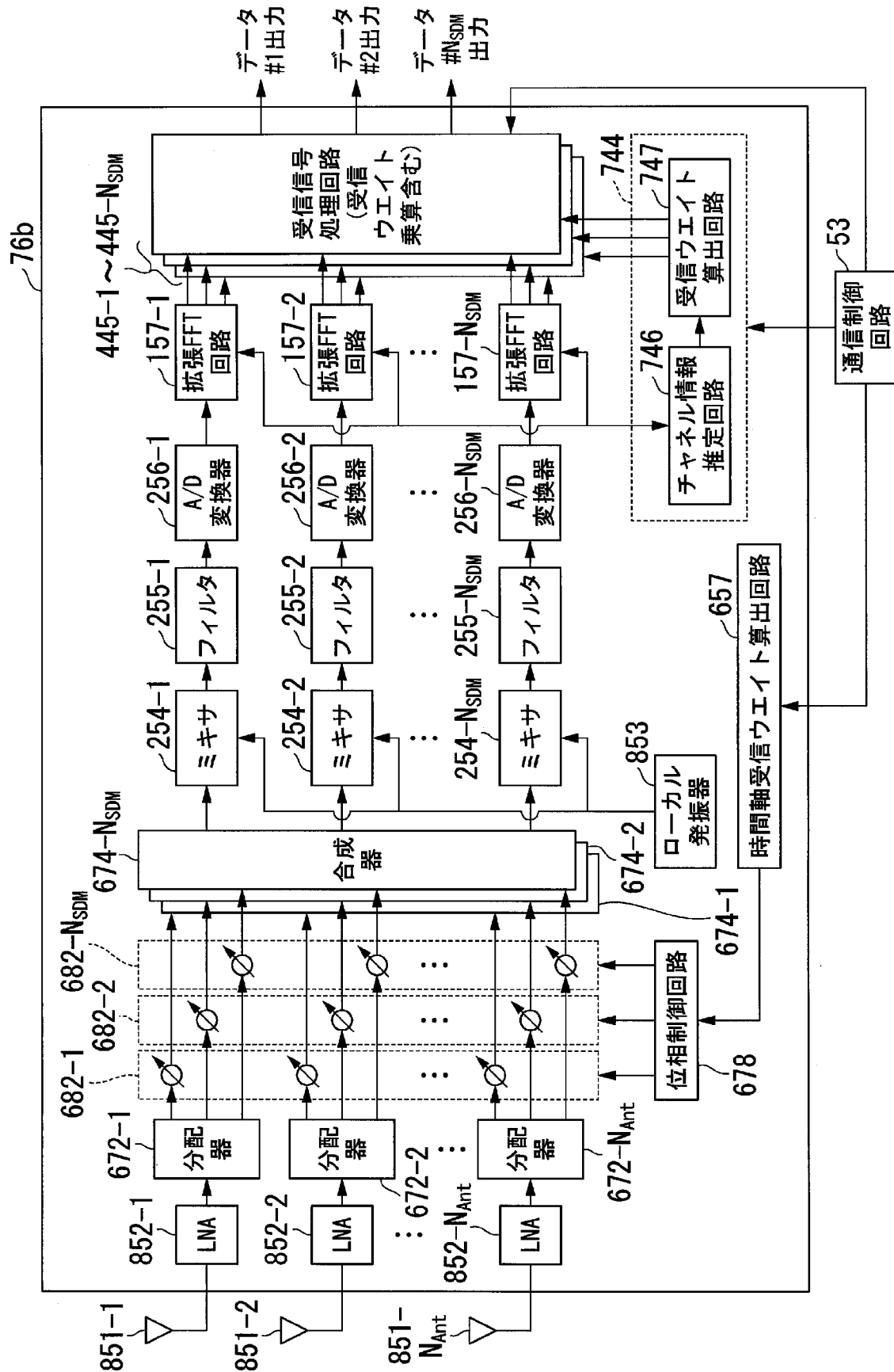
[図7]



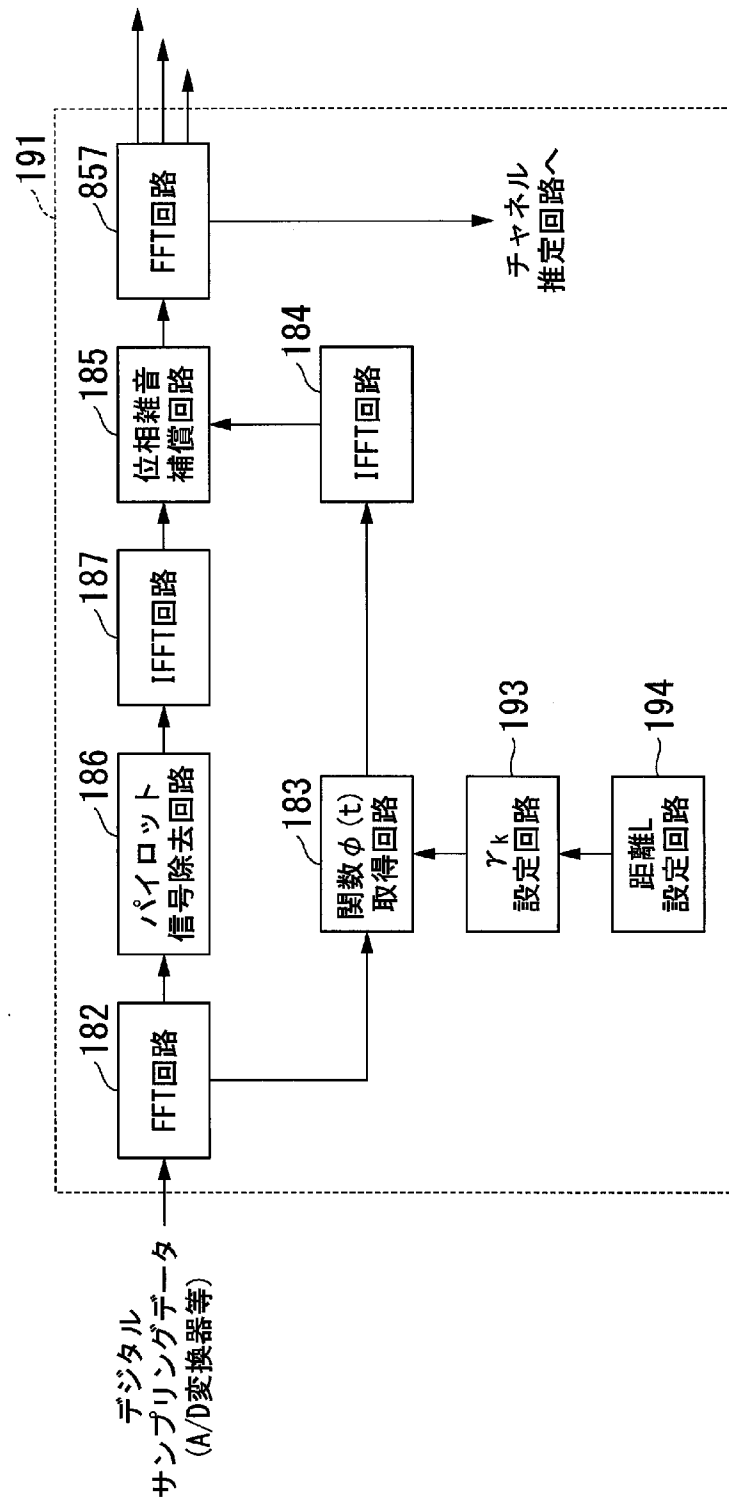
[図8]



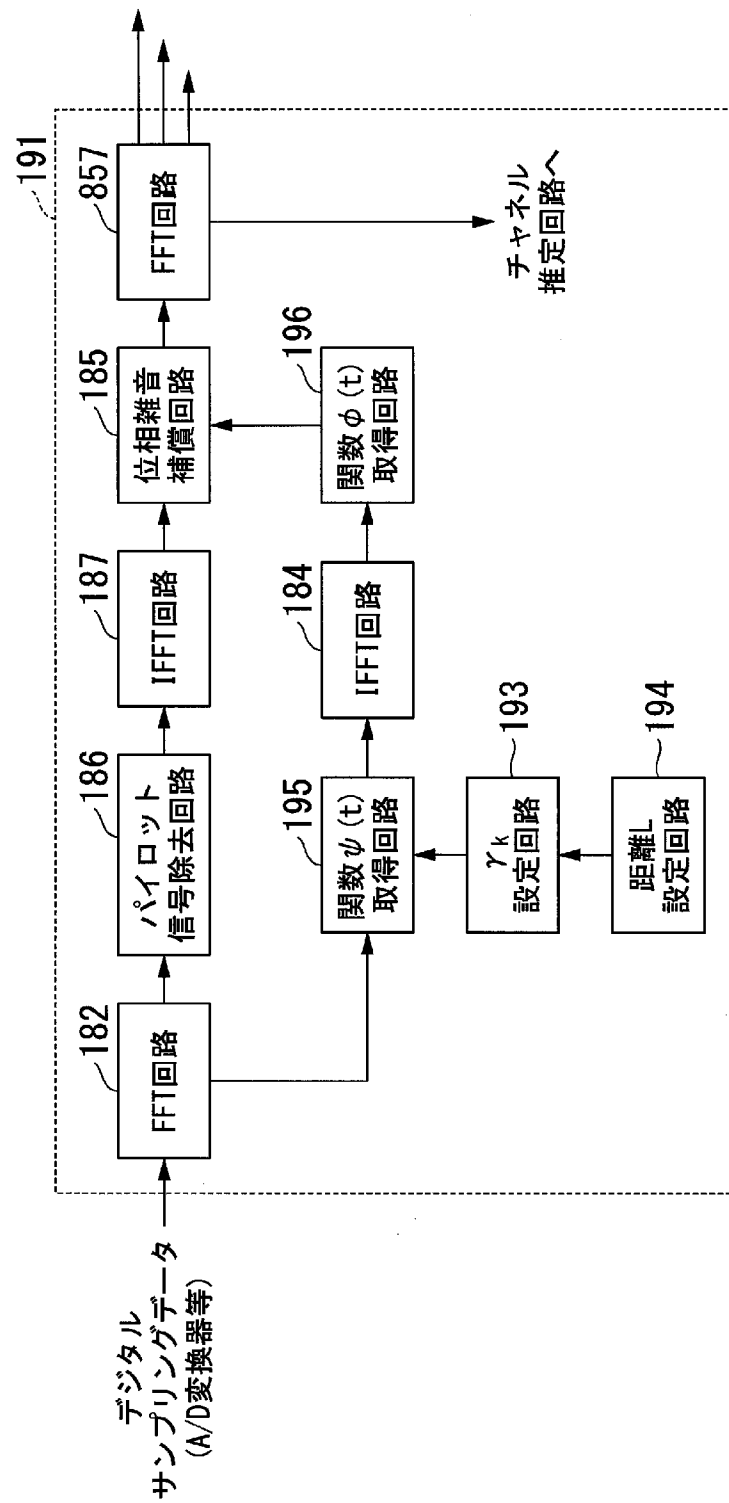
[図9]



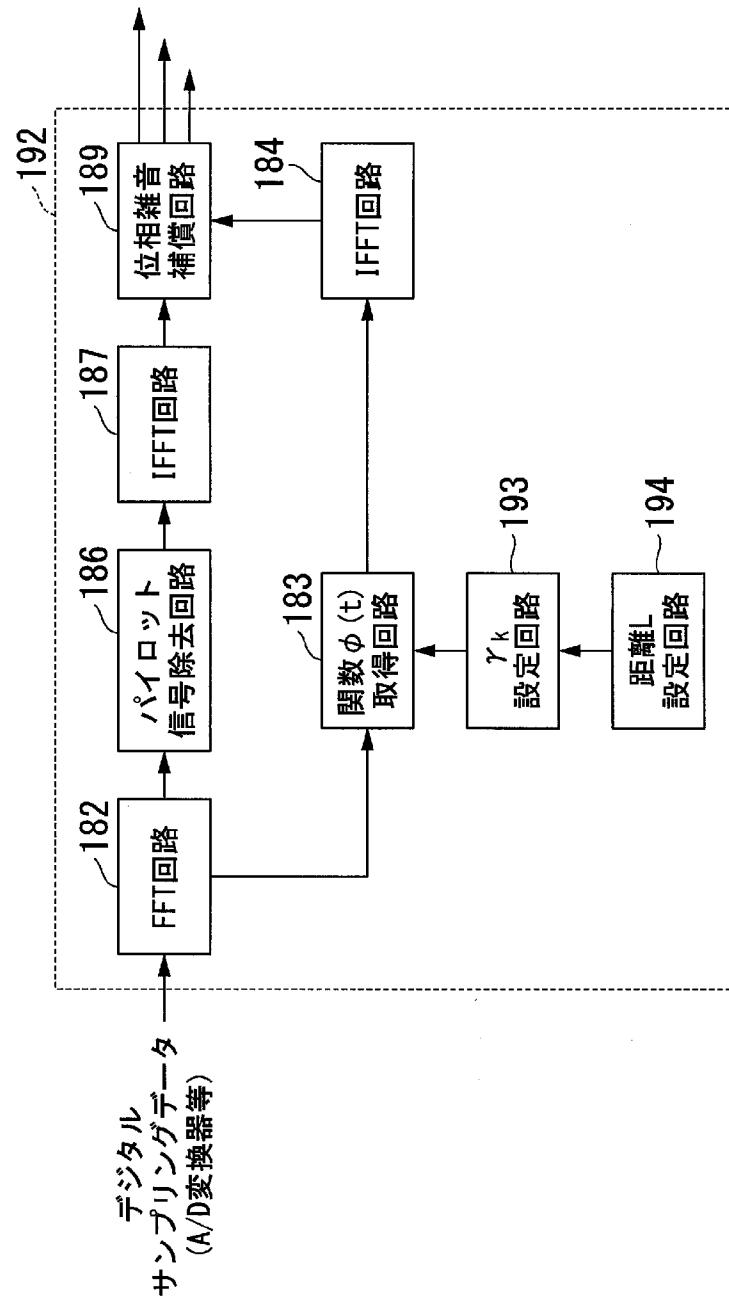
[図10]



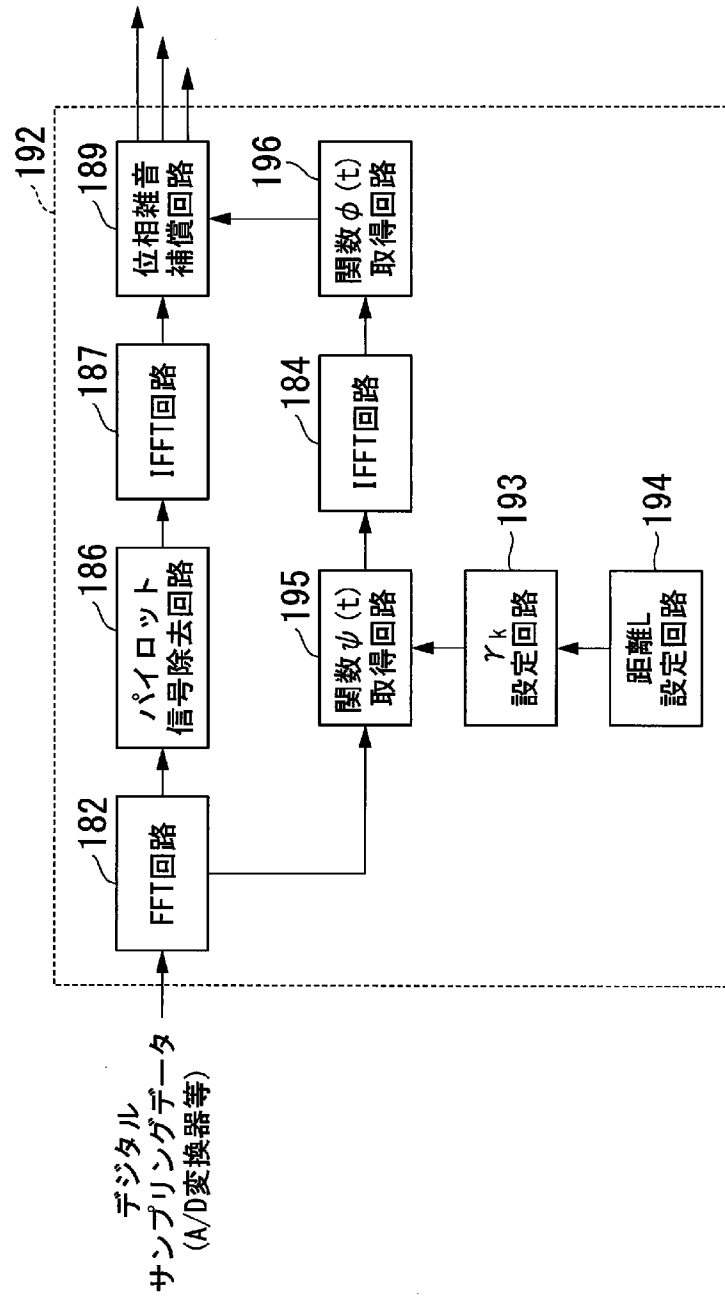
[図11]



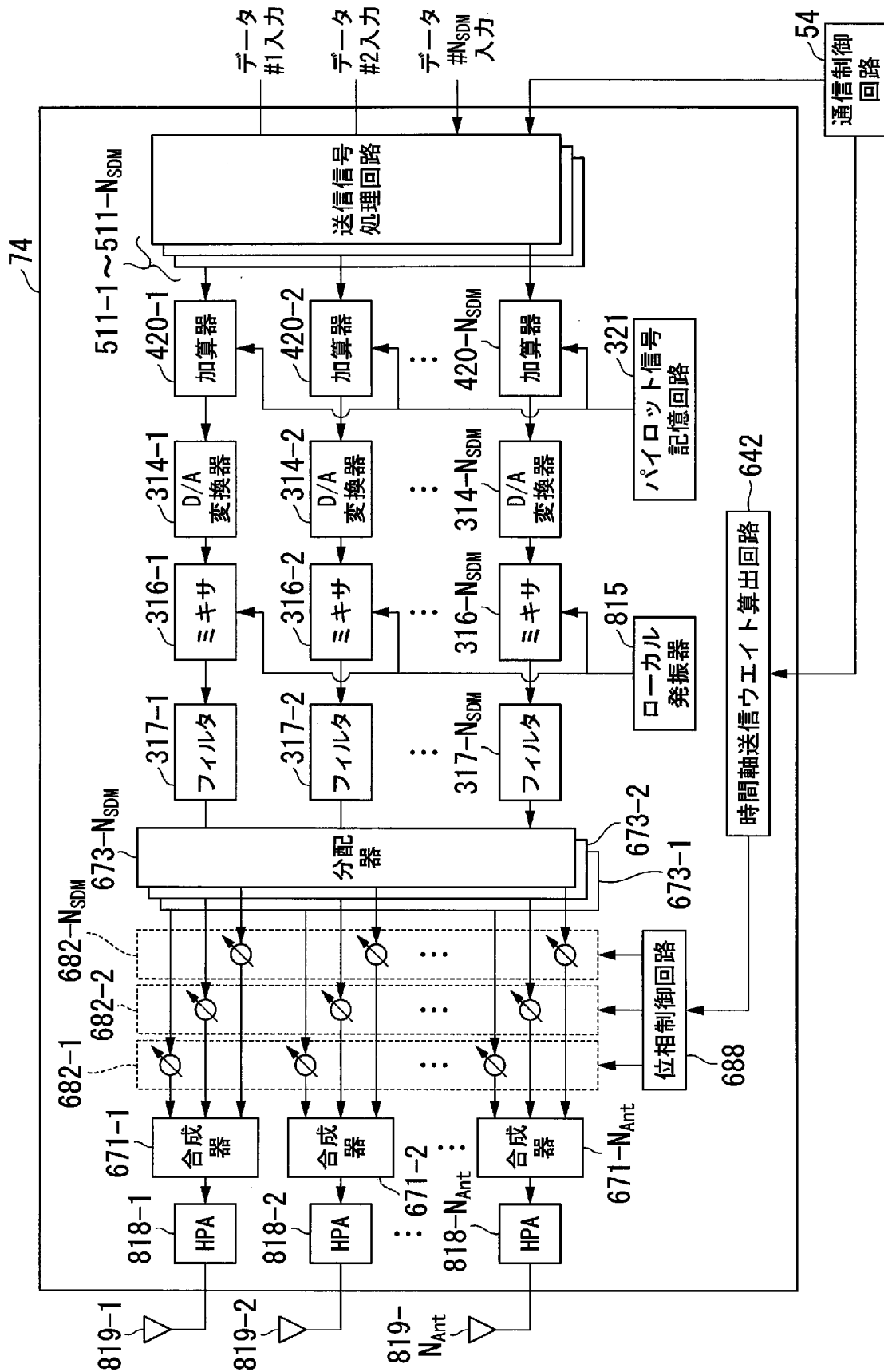
[図12]



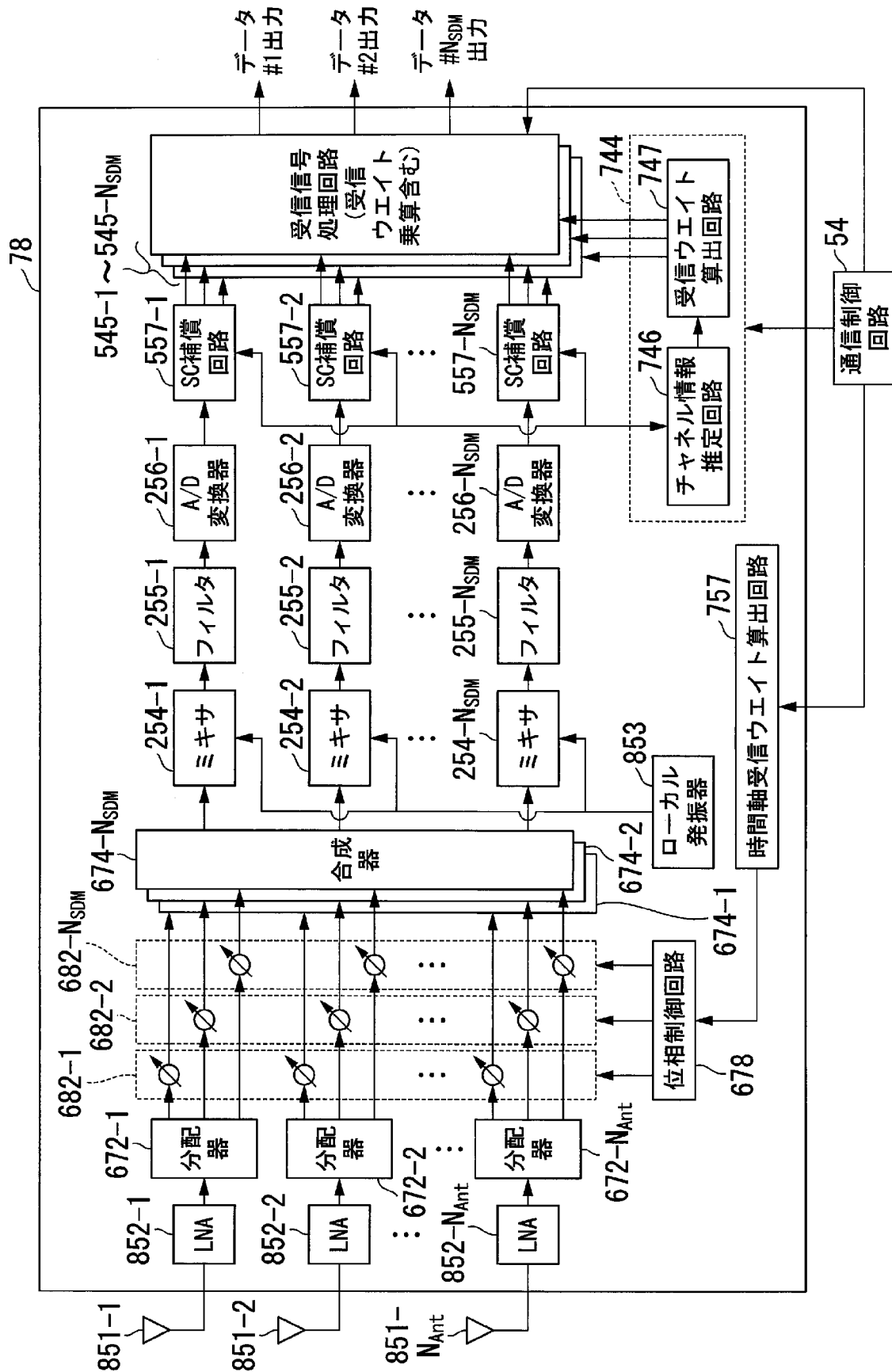
[図13]



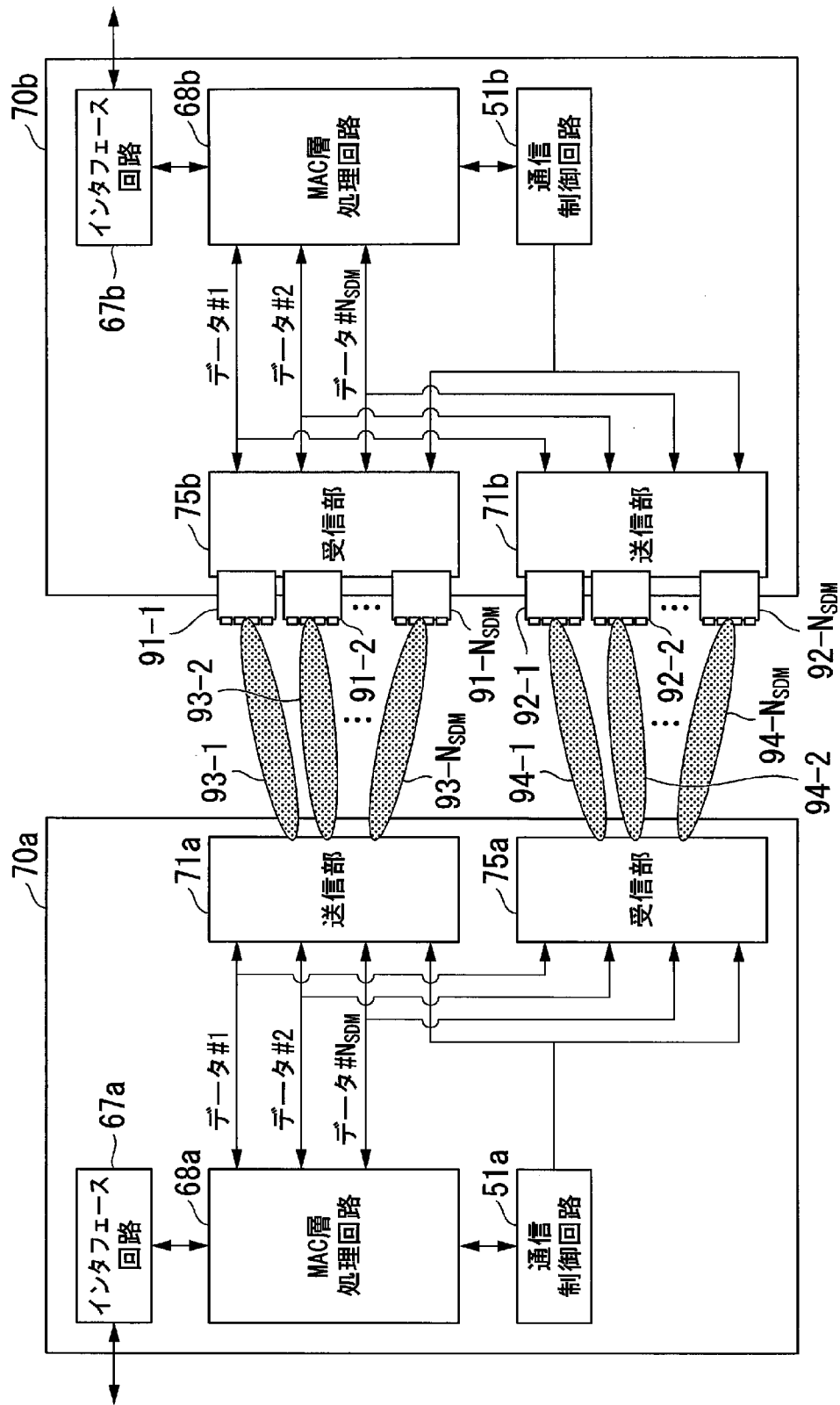
[図14]



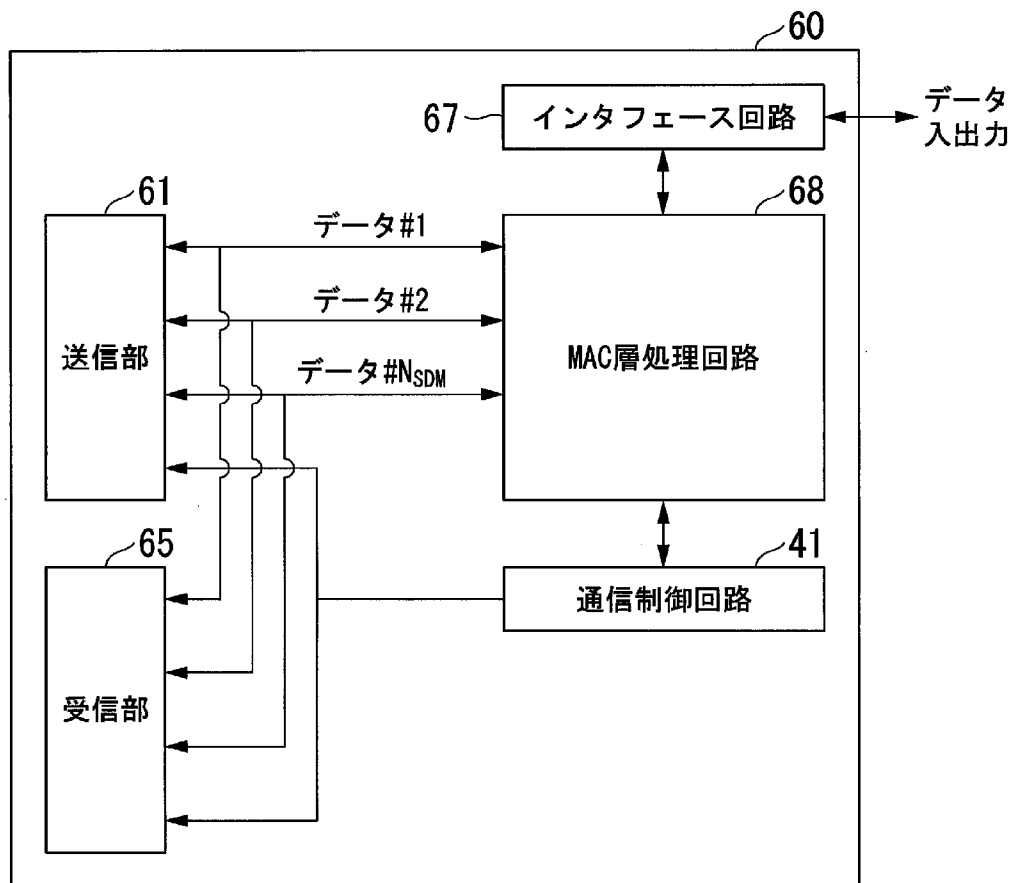
[図15]



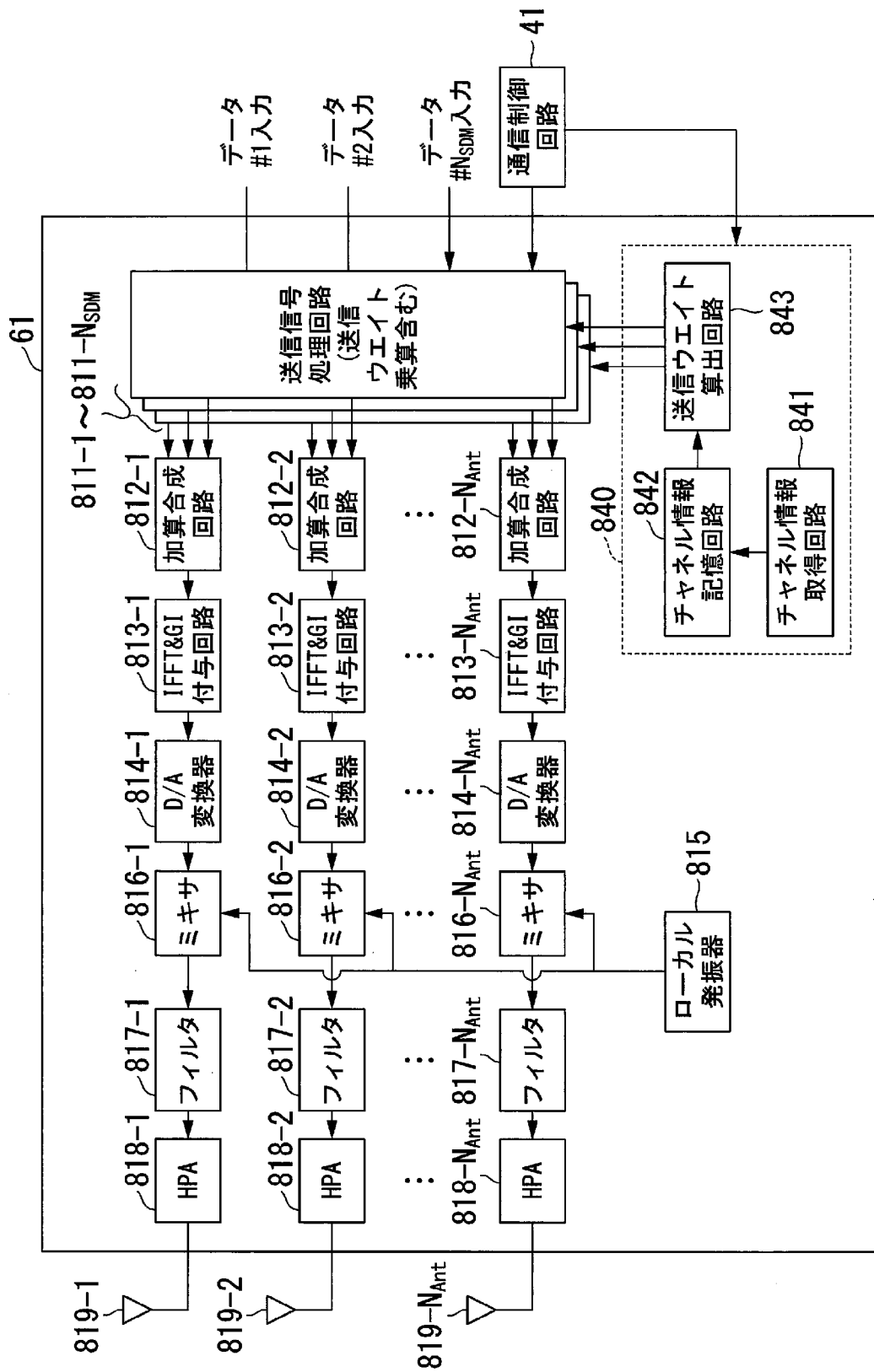
[図16]



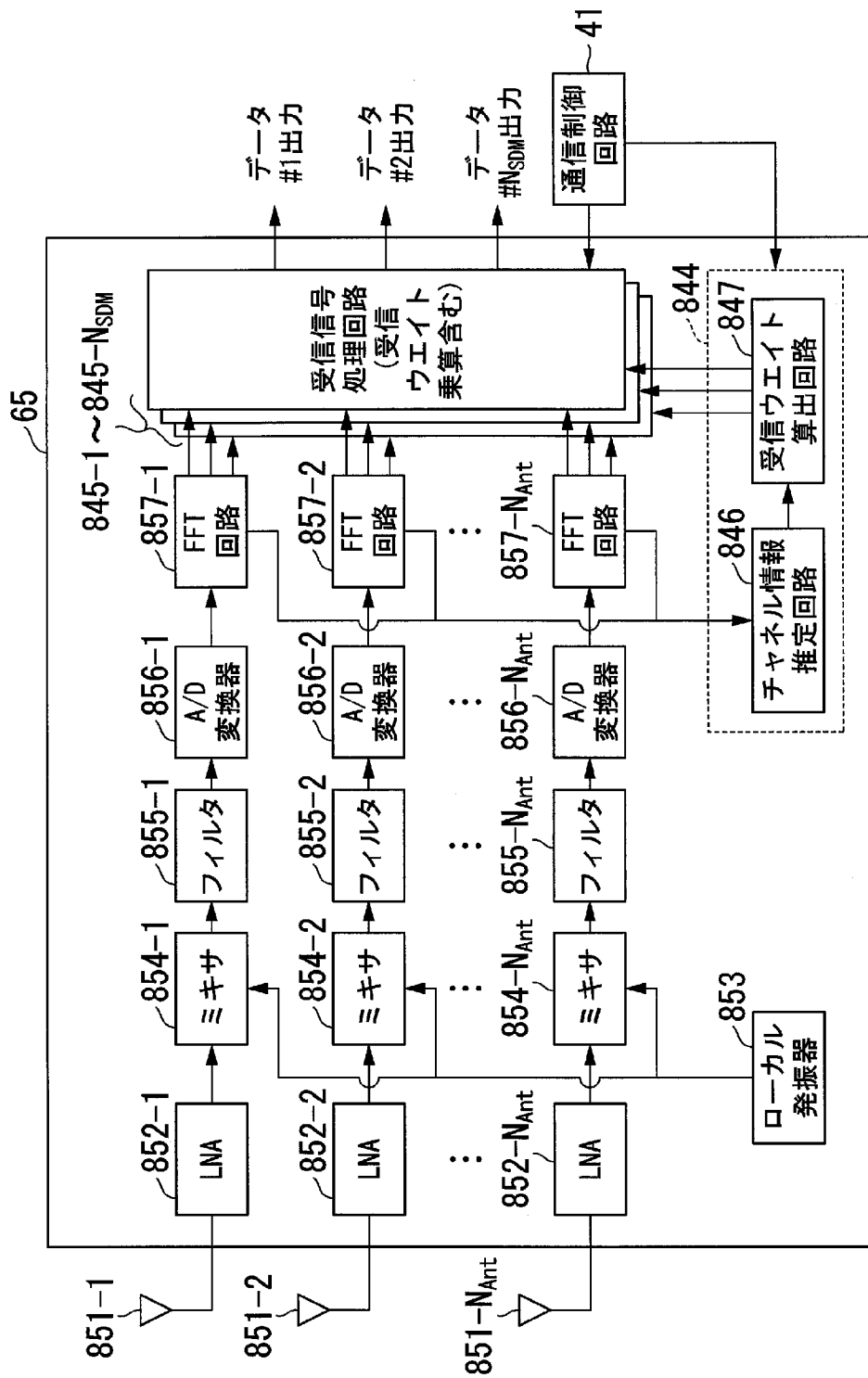
[図17]



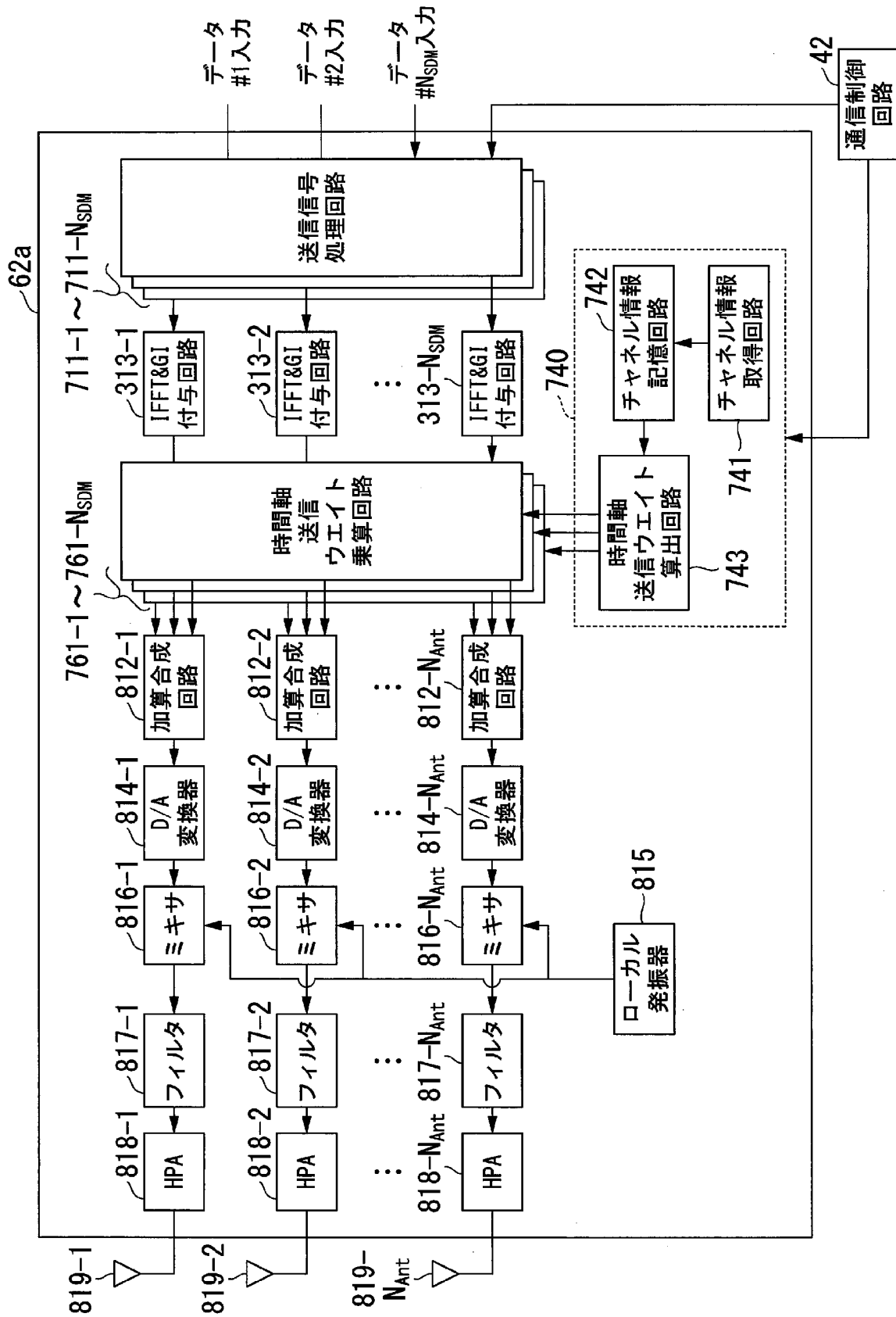
[図18]



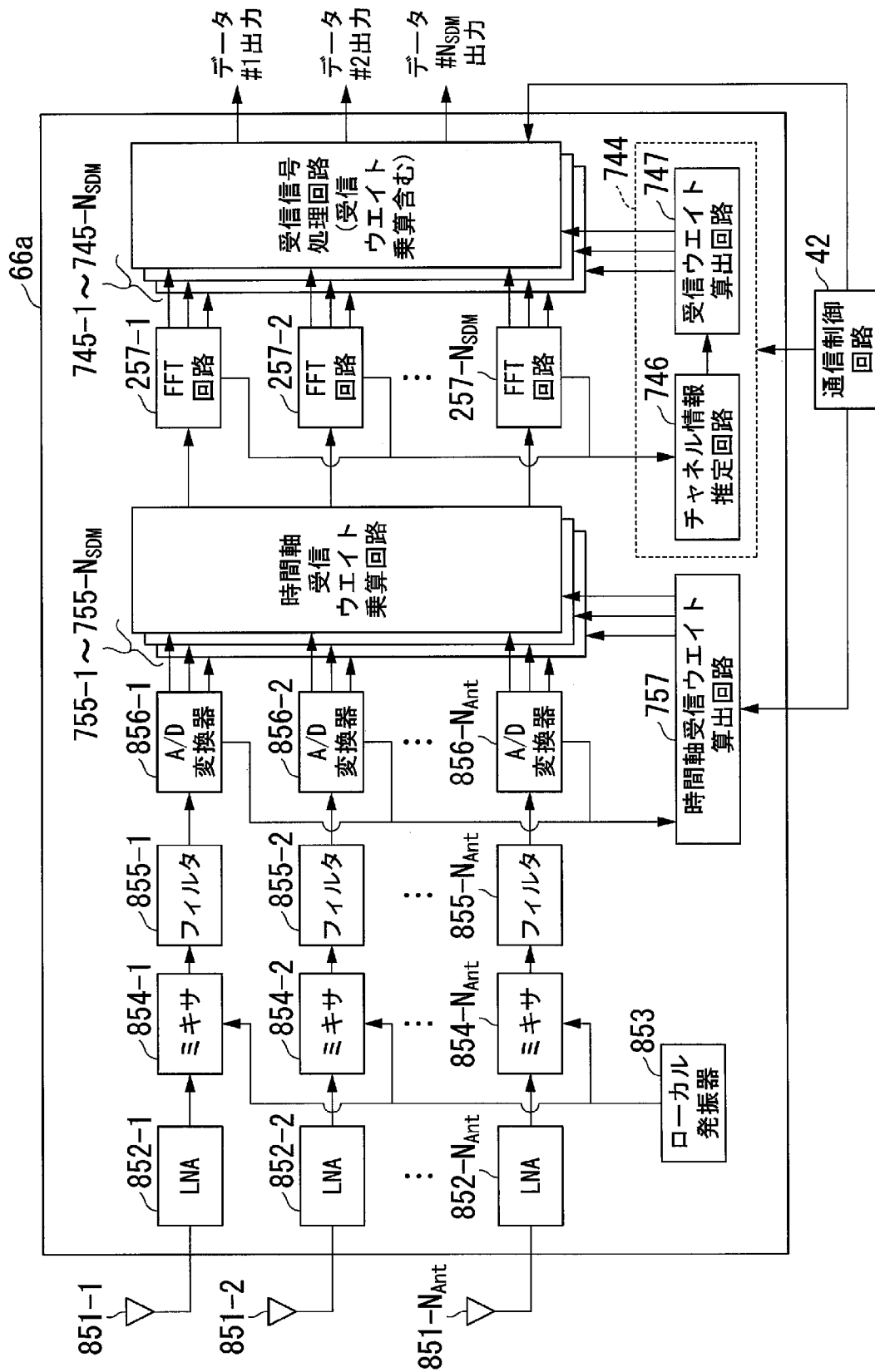
[図19]



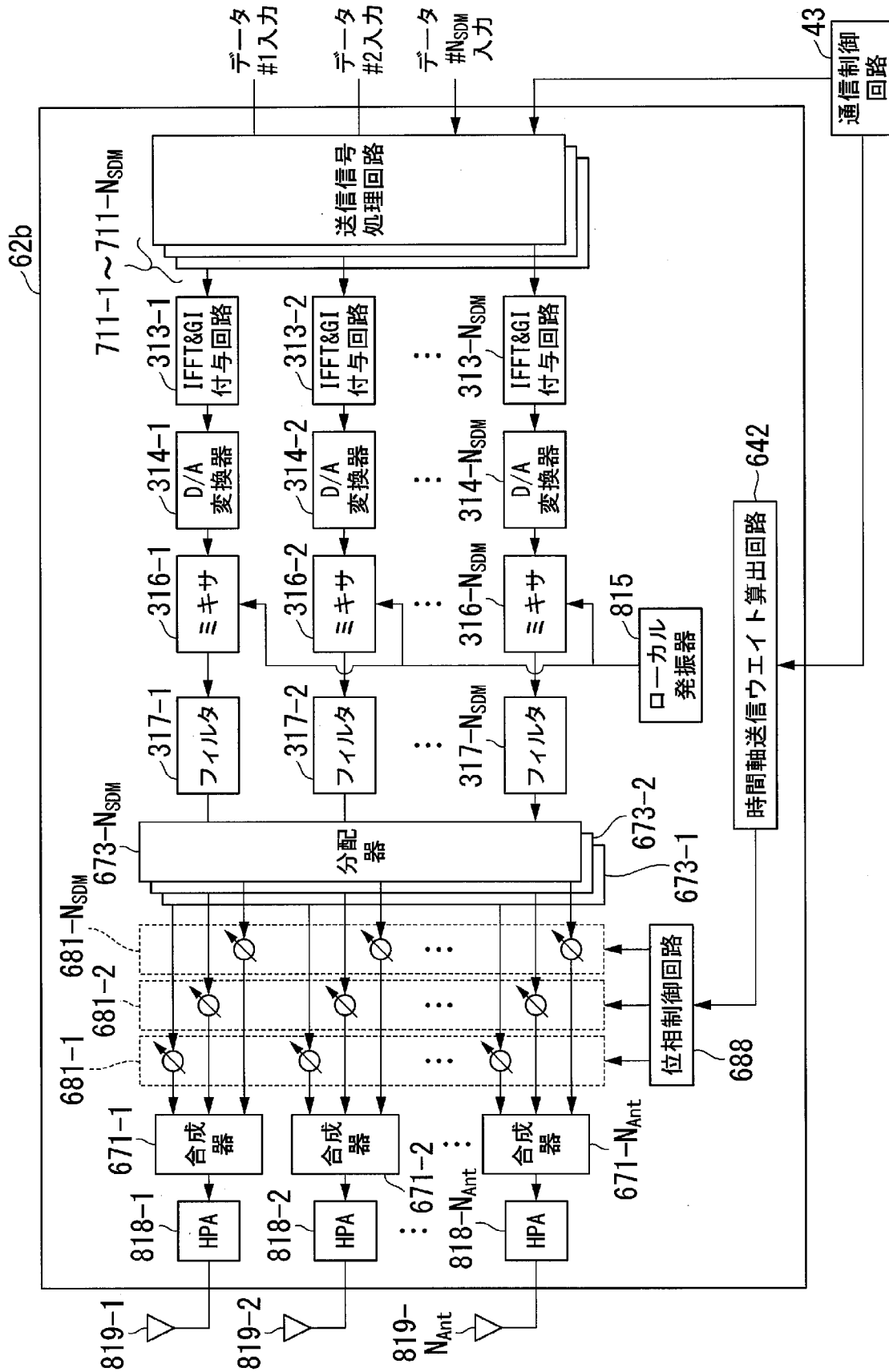
[図20]



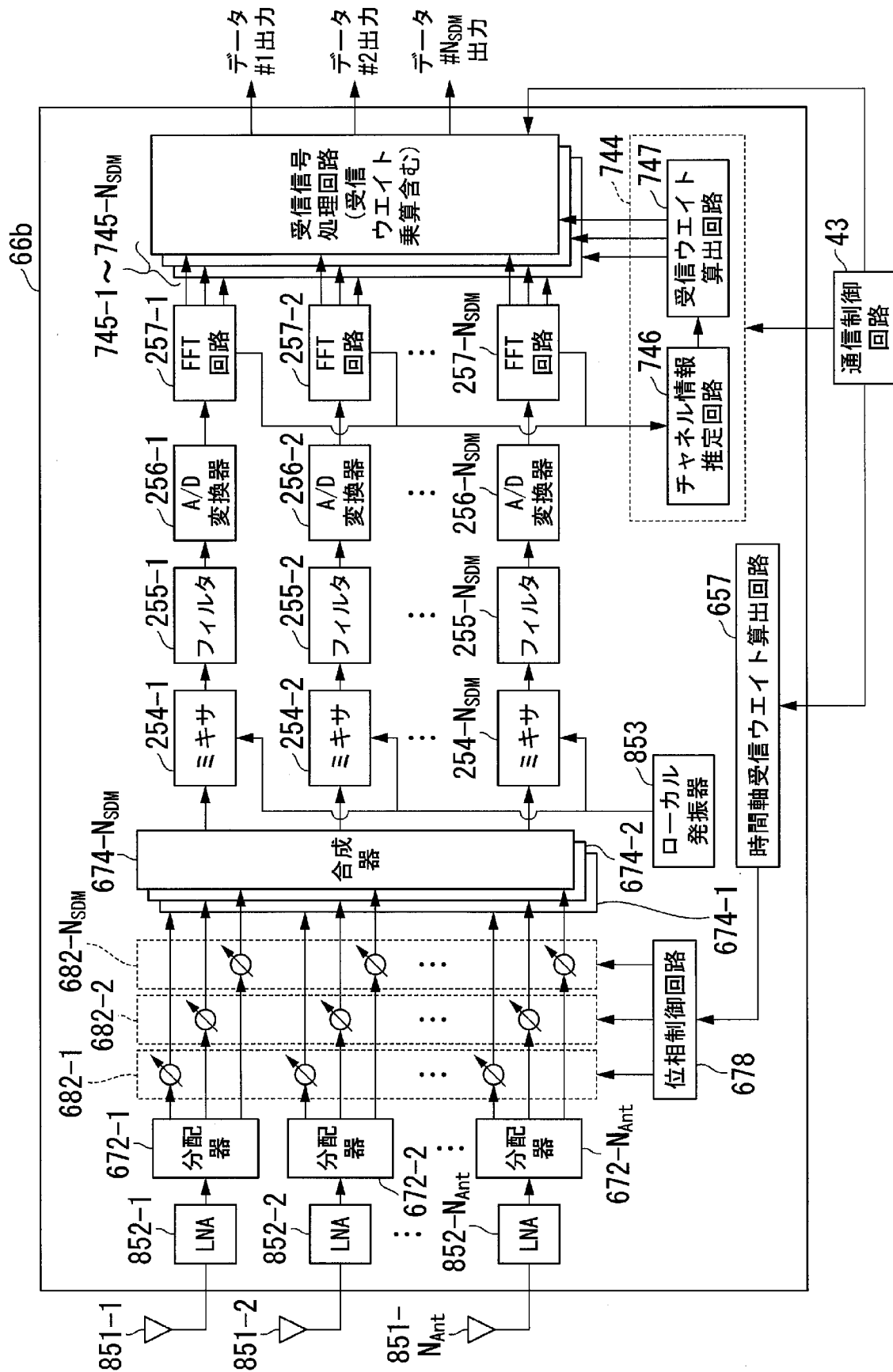
[図21]



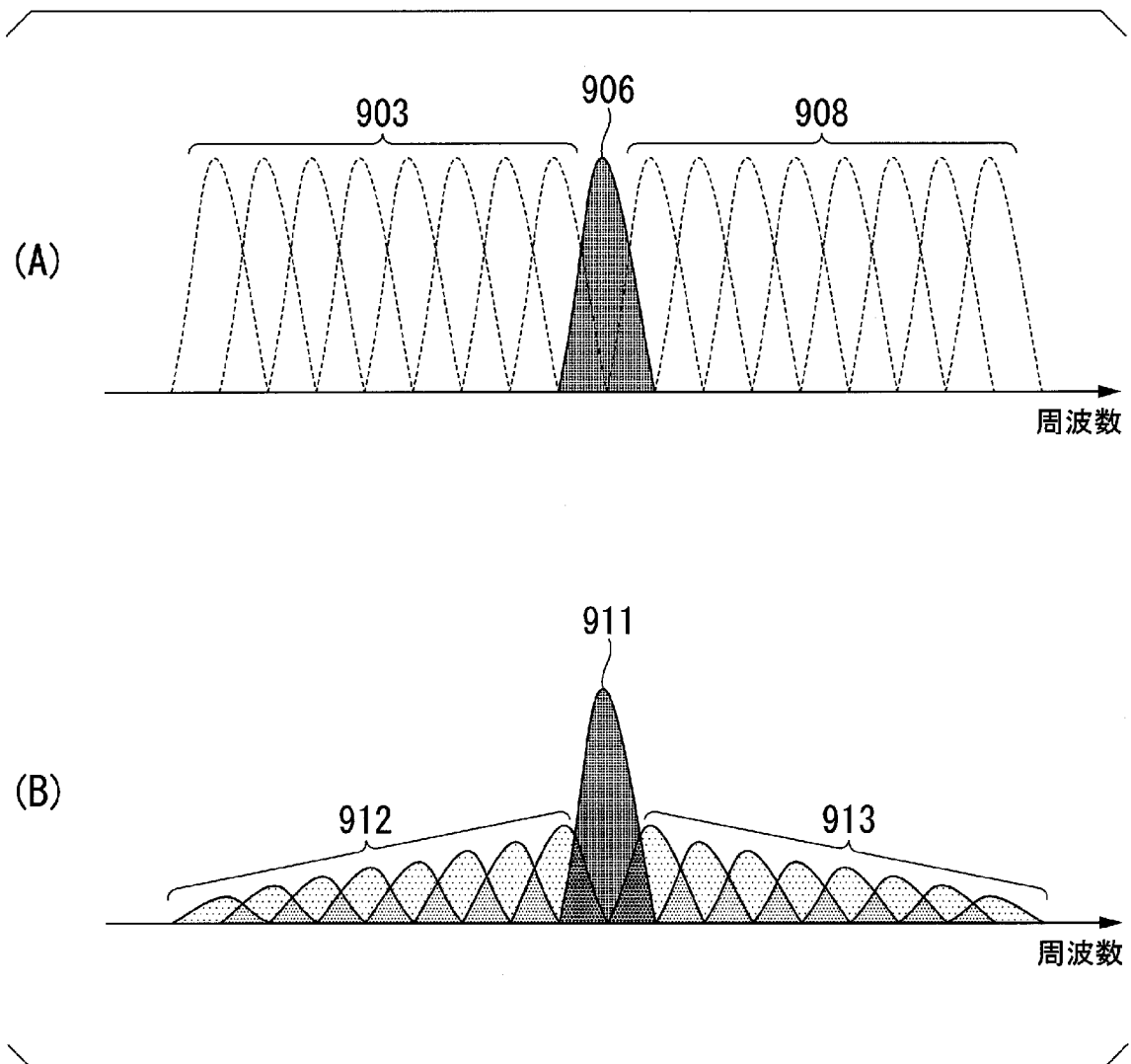
[図22]



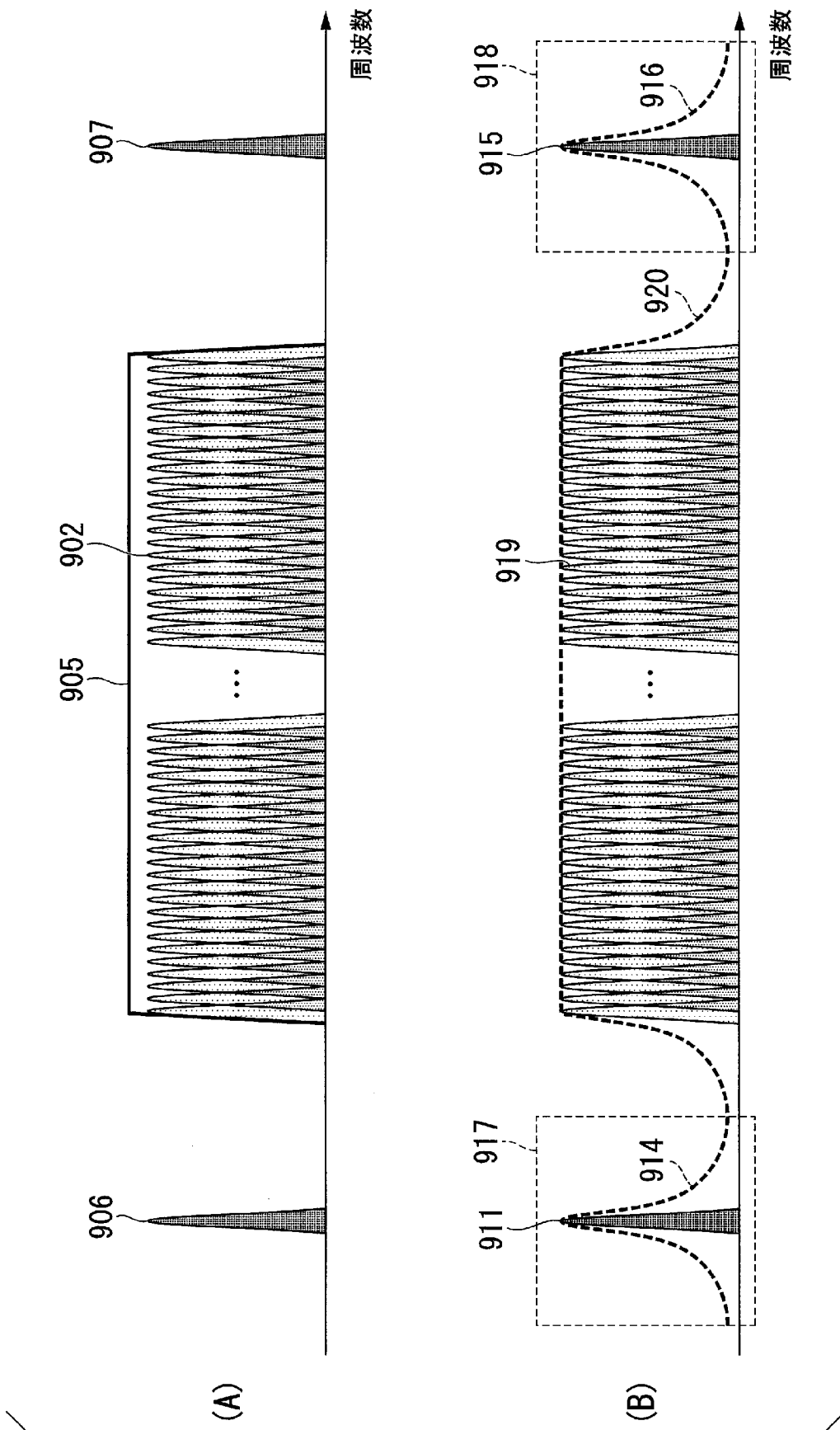
[図24]



[図26]



[図27]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2019/025362

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl. H04L27/26(2006.01) i

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)

Int.Cl. H04L27/26

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	1971-2019
Registered utility model specifications of Japan	1996-2019
Published registered utility model applications of Japan	1994-2019

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2009-44338 A (FUJITSU LTD.) 26 February 2009, paragraphs [0016]-[0022], fig. 1-3 (Family: none)	1-7
A	JP 2017-38196 A (NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE CORP.) 16 February 2017, paragraphs [0388]-[0506], fig. 43-50 (Family: none)	1-7
P, A	JP 2018-186477 A (NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE CORP.) 22 November 2018, paragraphs [0074]-[0120], fig. 3-7 (Family: none)	1-7



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
11 September 2019 (11.09.2019)

Date of mailing of the international search report
24 September 2019 (24.09.2019)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2019/025362

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EL-TANANY et al., "Analytical modeling and simulation of phase noise interference in OFDM-based digital television terrestrial broadcasting systems", IEEE Transactions on Broadcasting, March 2001, vol. 47, no. 1, pp. 20-31	1-7

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H04L27/26 (2006.01) i

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））

Int.Cl. H04L27/26

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

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2019年
日本国実用新案登録公報	1996-2019年
日本国登録実用新案公報	1994-2019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）

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 2009-44338 A（富士通株式会社）2009.02.26, 段落 [0016]-[0022], 第1-3図（ファミリーなし）	1-7
A	JP 2017-38196 A（日本電信電話株式会社）2017.02.16, 段落 [0388]-[0506], 第43-50図（ファミリーなし）	1-7
P, A	JP 2018-186477 A（日本電信電話株式会社）2018.11.22, 段落 [0074]-[0120], 第3-7図（ファミリーなし）	1-7

☒ 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矛盾するものではなく、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

11.09.2019

国際調査報告の発送日

24.09.2019

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/J P）

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

高野 洋

5 K

1789

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

C (続き) . 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	EL-TANANY et al., Analytical modeling and simulation of phase noise interference in OFDM-based digital television terrestrial broadcasting systems, IEEE Transactions on Broadcasting, 2001.03, Vol.47, No.1, pp.20-31	1-7