

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5871210号  
(P5871210)

(45) 発行日 平成28年3月1日(2016.3.1)

(24) 登録日 平成28年1月22日(2016.1.22)

(51) Int.Cl.		F I			
HO 4 J	11/00	(2006.01)	HO 4 J	11/00	Z
HO 4 B	1/04	(2006.01)	HO 4 B	1/04	J

請求項の数 19 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2011-551968 (P2011-551968)	(73) 特許権者	000004237
(86) (22) 出願日	平成23年1月26日 (2011.1.26)		日本電気株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2011/052080		東京都港区芝五丁目7番1号
(87) 国際公開番号	W02011/093514	(73) 特許権者	504157024
(87) 国際公開日	平成23年8月4日 (2011.8.4)		国立大学法人東北大学
審査請求日	平成25年12月25日 (2013.12.25)		宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号
(31) 優先権主張番号	特願2010-17636 (P2010-17636)	(74) 代理人	100077838
(32) 優先日	平成22年1月29日 (2010.1.29)		弁理士 池田 憲保
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)	(74) 代理人	100082924
			弁理士 福田 修一
		(74) 代理人	100129023
			弁理士 佐々木 敬
		(72) 発明者	高木 直
			宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号
			国立大学法人東北大学内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システム、送信機およびマルチキャリア通信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力デジタル信号列を直並列変換してN個(N ≥ 2)の並列複素シンボルに対応するアナログ信号をそれぞれ出力するN個のDA変換器と、当該N個のDA変換器から得られたN個のアナログ信号を直交変調して、N個のRF信号を生成するN個の直交変調ミキサと、前記直交変調ミキサによって直交変調されたN個のRF信号を、個別にN個のシンボルのそれぞれに対応し、且つ、サブキャリアの周波数に対応させて増幅するN個のRF増幅器とを備え、

直並列変換によって得られる各並列複素シンボルの夫々に対して割り当てる個別の周波数を、シンボル周期Tの逆数で定義される基本周波数 $f_0 (=1/T)$ の整数倍でなる周波数 $f_k = k f_0$  (kは整数)とする信号処理回路を備えるマルチキャリア通信を行なう送信機を有することを特徴とする無線通信システム。

【請求項2】

請求項1に記載の無線通信システムにおいて、前記複数の直交変調ミキサにより、並列複素シンボルを位相回転させて相互に直交させた複素デジタル信号標本列から得た夫々のアナログ信号を、共通の局発信号を使用して夫々のRF信号に変調することを特徴とする無線通信システム。

【請求項3】

請求項1又は2に記載の無線通信システムにおいて、

各 R F 増幅器で増幅された R F 信号の一部または全てを合成する少なくとも 1 つの電力合成器を備えることを特徴とする無線通信システム。

【請求項 4】

請求項 1 ないし 3 の何れか一項に記載の無線通信システムにおいて、  
前記信号処理回路と前記複数の D A 変換器との間に、各複素デジタル信号標本列のそれぞれに対してガードインターバルを与えるガードインターバル回路を備えることを特徴とする無線通信システム。

【請求項 5】

請求項 4 記載の無線通信システムにおいて、  
前記ガードインターバル回路と前記複数の D A 変換器との間に、各複素デジタル信号標本列のそれぞれに対してウインドウイング処理を行うウインドウイング処理回路を備えることを特徴とする無線通信システム。

10

【請求項 6】

請求項 1 ないし 5 の何れか一項に記載の無線通信システムにおいて、  
入力デジタル信号列を直並列変換した後、前記複数の D A 変換器に入力する前に帯域を制限するフィルタを備えることを特徴とする無線通信システム。

【請求項 7】

請求項 1 ないし 6 の何れか一項に記載の無線通信システムにおいて、  
前記信号処理回路は、  
複数の異なる方式に対応する複数種類の複素デジタル信号標本列をそれぞれ生成できると共に、

20

入力された制御信号に基づいて、前記複数種類の複素デジタル信号標本列の中から、選択された複素デジタル信号標本列を生成することを特徴とする無線通信システム。

【請求項 8】

入力デジタル信号列を複素シンボル列に変換するシンボルマップと、  
生成された複素シンボルの列を  $N$  個の並列複素シンボル (但し、 $N \geq 2$ ) へと変換する直並列変換器と、

前記  $N$  個の並列複素シンボルのそれぞれに対して  $N$  種類の個別の周波数を割り当てる周波数マップと、

30

前記周波数を割り当てられた  $N$  個の並列複素シンボルそれぞれに対して、割り当てられた周波数に対応して位相回転を与えて  $N$  個の複素デジタル信号標本列を生成するデジタル信号処理回路と、

生成して位相回転を与えられた前記  $N$  個の複素デジタル信号標本列のそれぞれを、複素アナログ信号へと変換する  $N$  個の D A 変換器と、

それぞれの複素アナログ信号から実数の直交変調された  $M$  個の R F 信号を生成する  $N$  個の直交変調ミキサと、

前記  $N$  個の直交変調ミキサに供給する局発信号を与える局発振器と、  
直交変調された前記  $N$  個の R F 信号のそれぞれを個別に増幅する  $N$  個の R F 増幅器と、  
増幅されたそれぞれの R F 信号を空中に送出するアンテナと

40

を備えて構成された送信機を有し、  
更に、前記直並列変換器によって得られる各並列複素シンボルの夫々に対して割り当てる個別の周波数は、シンボル周期  $T$  の逆数で定義される基本周波数  $f_0 (=1/T)$  の整数倍である周波数  $f_k = kf_0$  ( $k$  は整数) であることを特徴とする無線通信システム。

【請求項 9】

入力デジタル信号列を複素シンボル列に変換すると共に生成された複素シンボルの列を直並列変換して得られた  $N$  個 ( $N \geq 2$ ) の並列複素シンボルを  $N$  個の D A 変換器に入力することによって得られた夫々のアナログ信号を、直交変調された R F 信号に変調する  $N$  個の直交変調ミキサと、

50

前記  $N$  個の直交変調ミキサによって直交変調された  $N$  個の RF 信号を、個別にサブキャリアの周波数に対応させて増幅する  $N$  個の RF 増幅器を備え、

前記直並列変換によって得られる各並列複素シンボルの夫々に対して割り当てる個別の周波数は、シンボル周期  $T$  の逆数で定義される基本周波数  $f_0 (=1/T)$  の整数倍となる周波数  $f_k = kf_0$  ( $k$  は整数) とする信号処理回路を有することを特徴とするマルチキャリア通信を行なう送信機。

【請求項 10】

請求項 9 に記載の送信機において、

前記複数の直交変調ミキサで用いられる共通の局発信号を生成する共通局発振器を有することを特徴とする送信機。

10

【請求項 11】

請求項 9 又は 10 に記載の送信機において、

各 RF 増幅器で増幅された RF 信号の一部または全てを合成する少なくとも 1 つの電力合成器を備えることを特徴とする送信機。

【請求項 12】

請求項 9 ないし 11 の何れか一項に記載の送信機において、

前記信号処理回路と前記  $N$  個の DA 変換器との間に、各複素デジタル信号標本列のそれぞれに対してガードインターバルを与えるガードインターバル生成回路を備えることを特徴とする送信機。

20

【請求項 13】

請求項 12 記載の送信機において、

前記ガードインターバル生成回路と前記  $N$  個の DA 変換器との間に、各複素デジタル信号標本列のそれぞれに対してウインドウイング処理を行うウインドウイング処理回路を備えることを特徴とする送信機。

【請求項 14】

請求項 9 ないし 13 の何れか一項に記載の送信機において、

入力デジタル信号列を直並列変換した後にあって前記  $N$  個の DA 変換器に入力する前に帯域を制限するフィルタを備えることを特徴とする送信機。

【請求項 15】

請求項 9 ないし 14 の何れか一項に記載の送信機において、

前記信号処理回路は、  
複数の異なる方式に対応する複数種類の複素デジタル信号標本列をそれぞれ生成できると共に、

30

入力された制御信号に基づいて、前記複数種類の複素デジタル信号標本列の中から、選択された複素デジタル信号標本列を生成する

ことを特徴とする送信機。

【請求項 16】

入力デジタル信号列をシンボル変換、直並列変換およびアナログ変換を行い得られた夫々のアナログ信号を、並列複素シンボルの数  $N$  個 ( $N \geq 2$ ) に等しい数の直交変調ミキサを用いて直交変調された  $N$  個の RF 信号に変調し、

40

前記  $N$  個の RF 信号の夫々を、個々に独立した  $N$  個の RF 増幅器を用いて、個別にサブキャリアの周波数に対応させて増幅し、

前記独立して個別に増幅した夫々の RF 信号を、アンテナを用いて空中に送出すると共に、

前記直並列変換によって得られる各並列複素シンボルの夫々に対して割り当てる個別の周波数を、シンボル周期  $T$  の逆数で定義される基本周波数  $f_0 (=1/T)$  の整数倍となる周波数  $f_k = kf_0$  ( $k$  は整数) とする

ことを特徴とするマルチキャリア通信方法。

【請求項 17】

請求項 16 に記載のマルチキャリア通信方法において、

50

シンボル変換および直並列変換により、相互に直交させた複素デジタル信号標本列をアナログ変換して得た夫々のアナログ信号を、共通の局発信号を使用して夫々のRF信号に変調する

ことを特徴とするマルチキャリア通信方法。

【請求項18】

請求項16ないし17の何れか一項に記載のマルチキャリア通信方法において、直並列変換後アナログ変換前に、サブキャリアの周波数帯域に基づくフィルタ処理を行うと共に、

アナログ変換前に、各複素デジタル信号標本列のそれぞれに対してガードインターバルを加え、

前記ガードインターバルを加えた各複素デジタル信号標本列のそれぞれに対してウィンドウイング処理を加え、

且つ、前記複数のRF増幅器で増幅されたRF信号の一部または全てを電力合成し、合成したRF信号を、アンテナを用いて空中に送出する

ことを特徴とするマルチキャリア通信方法。

【請求項19】

請求項16ないし18の何れか一項に記載のマルチキャリア通信方法において、直並列変換により、相互に直交する並列デジタル信号を生成する複数種類の方式に対応すると共に、

入力される制御信号に従って、相互に直交する並列デジタル信号を生成する複数種類の方式の中からいずれか一つを選択する制御部を備え、

前記制御部に入力される前記制御信号に基づいて、選択された並列デジタル信号を生成し、

当該直交している並列デジタル信号を、夫々RF信号に変調すると共に個別に増幅し、アンテナを用いて空中に送出する

ことを特徴とするマルチキャリア通信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、OFDM(Orthogonal Frequency Domain Modulation)など周波数利用効率が高いマルチキャリアを使用する高速無線通信システムに関し、詳しくは電力効率が高いRF増幅器を用いる送信機に関する。

【背景技術】

【0002】

OFDM無線通信システムは、現在、無線LAN(Wireless Local Area Network)などにおいて使用されており、高速な無線通信を実現する方式の1つである。

既存のOFDM無線通信システムに用いる送信機の一般的な構成は、例えば非特許文献1に記載されている。非特許文献1に示されたOFDM無線通信システムに用いる送信機を図10に示す。

図10の送信機において、入力デジタル信号列 $\{D\}$ はシンボルマップ100および直並列変換器101により、並列複素シンボル列 $\{S\}$ に変換される。並列複素シンボル列 $\{S\}$ は、周波数マップ102、逆離散フーリエ変換器103および並直列変換器104によりマトリクス計算処理される。その結果、複素OFDMシンボル標本値列 $\{V\}$ が生成される。複素OFDMシンボル標本値列 $\{V\}$ は、ガードインターバル回路105により適切なガードインターバルを付加され、さらにDA変換器106によって複素アナログOFDM信号 $V_{BB}(t)$ へと変換される。複素アナログOFDM信号 $V_{BB}(t)$ は、直交変調ミキサ107と局発発振器108とで構成される直交変調器109により直交変調されたRF信号 $V_{RF}(t)$ に変換される。その後、RF信号 $V_{RF}(t)$ は、RF増幅器110によって高出力に増幅され、アンテナ111から空間に送出される。

10

20

30

40

50

上記構成のOFDM無線通信システムは、一般に周波数利用効率が良く、適切なガードインターバルを設けることにより、マルチパスフェージングに強いなどの優れた特長を有する。

また、OFDM無線通信システムに用いる送信機の構成は、特許文献1にも記載されている。特許文献1に記載された構成では、上記非特許文献1と異なり、信号を同相成分と直交成分に分けたのち、直交変調器にてOFDM信号に合成して、送信アンプ(RF増幅器)に入力している。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開平11-289312号公報

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献1】伊丹誠著、「わかりやすいOFDM技術」オーム社 2005年11月

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、特許文献1または非特許文献1のOFDM通信システムでは、RF増幅器に入力されるRF信号 $V_{RF}(t)$ は多数のキャリアを含んだマルチキャリア変調信号であり、信号の平均電力に対するピーク電力の比(PAPR: Peak to Average Power Ratio)が大きくなる。このため、線形に信号を増幅するためにはRF増幅器の飽和出力電力が信号のピーク電力より大きくなるように飽和出力電力に対して十分大きなバックオフを持たせて動作させる必要が生ずる。換言すれば、大きな飽和出力が得られるRF増幅器を用い、かつ、大きなバックオフ点でRF増幅器を動作させる必要がある。図11は、無線通信システムにおける増幅器の出力電力および電力効率特性の一例である。当該図面に示すように、一般に増幅器の電力効率は、飽和出力電力レベルで動作させる場合に最大となり、飽和から大きなバックオフを持たせて動作させると著しく低下する。この結果からくる消費電力の増加が無線通信システムにとって問題となる。また、無線通信システムの構築に大きな飽和出力電力を有する高出力増幅器が必要となるが、ミリ波などの極めて短い波長を用いる無線通信システムでは、高効率・高出力増幅器の実現が困難となる問題もある。以上のことから、無線通信システム中でのOFDMの様な高い周波数利用効率(bit/Hz)を維持しながら、消費電力を下げるのが著しく難しく、1bitあたりの消費電力が高いという課題がある。

既存のOFDM通信システムと異なる方式を使用するマルチキャリア通信システムにおいても、上記OFDM通信システムと同様に、スペクトルの広がりを抑えること、相互歪み成分の影響を抑えること等が要求されるために、PAPRを大きくとる必要がある。そのため、そのマルチキャリア通信システムも大きなバックオフ点でRF増幅器を動作させる必要がある。従って、OFDM通信システムと同様、増幅器の消費電力が増加する問題がある。その結果、無線通信システム中での1bitあたりの消費電力を低下させることができないと云う問題がある。

本発明は、OFDM通信システムに代表されるマルチキャリア変調信号を用いる通信システムにおいて、送信機に用いるRF増幅器に大きなバックオフを持たせる必要がなく、その結果、低い飽和出力電力のRF増幅器を使用することが可能となり、かつ、そのRF増幅器を高い電力効率で使用でき、その結果送信機の消費電力を著しく低減でき、1bitあたりの消費電力を下げられる無線通信システムを提供する。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明に係る無線通信システムは、入力デジタル信号列を直並列変換して複数のDA変換器に入力して、当該複数のDA変換器から得られた夫々のアナログ信号を、直交変調されたRF信号に変調する複数の直交変調ミキサと、前記複数の直交変調ミキサによって直

10

20

30

40

50

交変調された複数のRF信号を個別にサブキャリアの周波数に対応させて増幅する複数のRF増幅器とを備えるマルチキャリア通信を行なう送信機を有する。

【発明の効果】

【0007】

本発明によれば、マルチキャリア変調信号を用いる通信システムにおいて、送信機に用いるRF増幅器のバックオフを軽減し、高い周波数利用効率を維持しながら高い電力効率を実現する送信機、無線通信システムおよびマルチキャリア通信方法を提供できる。またこの効果を得るにあたり、共通の周波数を有する局発振器あるいは、共通の局発振器を利用することが可能になる。

【図面の簡単な説明】

10

【0008】

図1は、本発明の第1の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

図2は、本発明の第3の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

図3は、本発明の第4の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

図4は、本発明の第5の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

図5は、本発明の第6の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

20

図6は、本発明に係るウィンドウイング処理回路を装荷した場合の信号の様子を示す説明図である。

図7は、本発明の第7の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

図8は、本発明の第8の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

図9は、本発明の第9の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

図10は、OFDM無線通信システムに用いる送信機の一般的な構成図である。

30

図11は、増幅器の出力電力および電力効率特性の一例を示す説明図である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

本発明の実施の形態について、図を参照しながら説明する。

(第1の実施の形態)

図1は、本発明の第1の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

図示された送信機は、入力デジタル信号列 $\{D\}$ を複素シンボル列に変換するシンボルマップ1と、生成された複素シンボル列を並列複素シンボル $(S)$ へと変換する直並列変換器2と、並列複素シンボル $(S)$ に含まれる各複素シンボル $(s_0 \sim s_{N-1})$ のそれぞれに対して個別の周波数を割り当てる周波数マップ3と、割り当てられた周波数に対応した位相回転を与えたそれぞれの複素デジタル信号標本列 $(\{v_0\} \sim \{v_{N-1}\})$ を生成するデジタル信号処理回路4と、生成した複素デジタル信号標本列 $(\{v_0\} \sim \{v_{N-1}\})$ のそれぞれを複素アナログ信号 $(V_{BB,0}(t) \sim V_{BB,N-1}(t))$ へと変換する複数のDA変換器5と、各複素アナログ信号 $(V_{BB,0}(t) \sim V_{BB,N-1}(t))$ のそれぞれから実数部が直交変調されたRF信号 $(V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t))$ を生成する複数の直交変調ミキサ6と、各直交変調ミキサに局発信号を供給する複数の局発振器7と、各直交変調されたRF信号 $(V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t))$ をそれぞれ増幅する複数のRF増幅器8と、増幅されたそれぞれのRF信号を空中に送出する複数のアンテナ9とから構成されている。

40

50

ここで、デジタル信号処理回路4は、信号処理手段として動作する。また、DA変換器5は、DA変換手段として動作する。また、直交変調ミキサ6と局発振器7との組は、1組の直交変調手段ないし回路として動作する。また、RF増幅器8は、RF増幅手段ないし回路として動作する。

次に、動作について説明する。

入力デジタル信号列 $\{D\}$ は、シンボルマップ1および直並列変換器2により、N個の複素シンボル $(s_0 \sim s_{N-1})$ を含む並列複素シンボル $(s)$ に変換される。次に、周波数マップ3により各複素シンボル $(s_0 \sim s_{N-1})$ に個別の周波数 $(f_0, f_1, \dots, f_k, \dots, f_{N-1})$ が割り当てられ、さらに、デジタル信号処理回路4により、各割り当てられた周波数に対応した位相回転を与えた複素デジタル信号標本列 $v$ を生成する。以上を式で表すと、

10

$${}^t(V) = {}^t(S) {}^t(F^{-1}) \quad (1)$$

ここで、

$${}^t(S) = (S) = \begin{pmatrix} s_0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s_1 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & s_k & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & s_{N-1} \end{pmatrix} \quad (2)$$

20

$${}^t(F^{-1}) = \begin{pmatrix} 1 & e^{j2\pi f_0 \frac{T}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_0 \frac{mT}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_0 \frac{(N-1)T}{N}} \\ 1 & e^{j2\pi f_1 \frac{T}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_1 \frac{mT}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_1 \frac{(N-1)T}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi f_k \frac{T}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_k \frac{mT}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_k \frac{(N-1)T}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi f_{N-1} \frac{T}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_{N-1} \frac{mT}{N}} & \dots & e^{j2\pi f_{N-1} \frac{(N-1)T}{N}} \end{pmatrix} \quad (3)$$

10

$${}^t(V) = \begin{pmatrix} \{v_0\} \\ \{v_1\} \\ \vdots \\ \{v_k\} \\ \vdots \\ \{v_{N-1}\} \end{pmatrix} \quad (4)$$

20

$$\begin{aligned} \{v_k\} &= (v_{k,0}, v_{k,1}, \dots, v_{k,m}, \dots, v_{k,N-1}) \\ &= \left( s_k, s_k e^{j2\pi f_k \frac{T}{N}}, \dots, s_k e^{j2\pi f_k \frac{mT}{N}}, \dots, s_k e^{j2\pi f_k \frac{(N-1)T}{N}} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

30

このとき、(3)および(5)の中で位相項として示されている $f_k$  ( $1 < k < N - 1$ )が、この操作で与えられる周波数に対応している。上記 $N$ 個の複素デジタル信号標本列( ${}^t\{v_0\} \sim {}^t\{v_{N-1}\}$ )は、それぞれDA変換器5にて複素アナログ信号( $V_{BB,0}(t) \sim V_{BB,N-1}(t)$ )に変換される。各複素アナログ信号( $V_{BB,0}(t) \sim V_{BB,N-1}(t)$ )は、更に直交変調ミキサ6と同発振器7とで直交変調されたRF信号( $V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t)$ )に変換される。直交変調されたRF信号( $V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t)$ )は、RF増幅器8にてそれぞれ増幅され、アンテナ9から空中に送出される。

40

以上の動作原理から、各RF増幅器8で増幅される直交変調された夫々のRF信号( $V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t)$ )は、シングルキャリア変調信号となっている。シングルキャリア変調としては、例えばBPSK、QPSK、8PSK、16QAM、64QAMが適用可能である。

これにより、既存のOFDMなどのマルチキャリアを使用する無線通信システムにおいて問題となったマルチキャリア信号を増幅する必要性がなくなり、増幅器におけるPAPRが増加する問題が軽減される。

この結果、大きな飽和出力のRF増幅器が不要となり、また、PAPRの増加に伴うRF増幅器の効率低下の問題を回避できる。すなわち、小さな出力電力のRF増幅器を使用することが可能となり、かつ、そのRF増幅器を高い電力効率で使用でき、その結果 周

50

波数利用効率を維持しつつ送信機の消費電力を低減でき、高い周波数利用効率 ( b i t / H z ) を維持しながら、消費電力を下げ、1 b i t あたりの消費電力を下げられる利点がある。

(第2の実施の形態)

第2の実施の形態の無線通信システムは、図1の構成において、各並列複素シンボルのそれぞれに割り当てる個別の周波数を、シンボル周期  $T$  の逆数で定義される基本周波数  $f_0$  ( $= 1 / T$ ) の整数倍でなる周波数  $f_k = k f_0$  ( $k$  は整数) としている点で第1の実施形態と異なっている。

この場合、行列 ( $F^{-1}$ ) は逆離散フーリエ変換行列 ( I D F T ) になり、行列 ( $F$ ) は離散フーリエ変換行列 ( D F T ) になる。その結果、式 ( 1 ) ~ ( 5 ) は以下のように変更して表せる。

10

$${}^t(V) = {}^t(S) {}^t(IDFT) = (S)(DFT)^* \quad (1)'$$

ここで、

$$'(IDFT) = (DFT)^* = \begin{pmatrix} 1 & e^{j2\pi\frac{1}{N}} & \dots & e^{j2\pi\frac{m}{N}} & \dots & e^{j2\pi\frac{N-1}{N}} \\ 1 & e^{j2\pi2\frac{1}{N}} & \dots & e^{j2\pi2\frac{m}{N}} & \dots & e^{j2\pi2\frac{N-1}{N}} \\ \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi k\frac{1}{N}} & \dots & e^{j2\pi k\frac{m}{N}} & \dots & e^{j2\pi k\frac{N-1}{N}} \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi N\frac{1}{N}} & \dots & e^{j2\pi N\frac{m}{N}} & \dots & e^{j2\pi N\frac{N-1}{N}} \end{pmatrix}$$

10

$$'(S) = (S) = \begin{pmatrix} s_0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s_1 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & s_k & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & s_{N-1} \end{pmatrix} \quad (2)'$$

20

$$'(IDFT) = (DFT)^* = \begin{pmatrix} 1 & e^{j2\pi\frac{1}{N}} & \dots & e^{j2\pi\frac{m}{N}} & \dots & e^{j2\pi\frac{N-1}{N}} \\ 1 & e^{j2\pi2\frac{1}{N}} & \dots & e^{j2\pi2\frac{m}{N}} & \dots & e^{j2\pi2\frac{N-1}{N}} \\ \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi k\frac{1}{N}} & \dots & e^{j2\pi k\frac{m}{N}} & \dots & e^{j2\pi k\frac{N-1}{N}} \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi N\frac{1}{N}} & \dots & e^{j2\pi N\frac{m}{N}} & \dots & e^{j2\pi N\frac{N-1}{N}} \end{pmatrix} \quad (3)'$$

30

$$'(V) = \begin{pmatrix} \{v_0\} \\ \{v_1\} \\ \vdots \\ \{v_k\} \\ \vdots \\ \{v_{N-1}\} \end{pmatrix} \quad (4)'$$

40

$$\begin{aligned} \{v_k\} &= (v_{k,0}, v_{k,1}, \dots, v_{k,m}, \dots, v_{k,N-1}) \\ &= \left( s_k, s_k e^{j2\pi k \frac{1}{N}}, \dots, s_k e^{j2\pi k \frac{m}{N}}, \dots, s_k e^{j2\pi k \frac{N-1}{N}} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、生成されたN個の複素デジタル信号標本列 ( $\{v_0\} \sim \{v_{N-1}\}$ ) を標本時間ごとに加算すると既存のOFDM変調信号と同一の信号となる。このことから、本発明により生成したRF信号は、周波数利用効率が良く、マルチパスフェージングに強いなどの既存のOFDM変調信号の優れた特長を有する。

10

一方、本発明では、複素デジタル信号標本列 ( $\{v_0\} \sim \{v_{N-1}\}$ ) のそれぞれから直交変調されたRF信号 ( $V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t)$ ) を生成し、各RF信号 ( $V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t)$ ) をそれぞれ個別に増幅することができ、既存のOFDM変調信号で問題となった大きなPAPRの問題が軽減される。その結果、RF増幅器に大きなバックオフを持たせる必要がなく、実現が容易な低出力な増幅器を用いることができ、また、高い電力効率で動作させることができ、高い周波数利用効率 (bit/Hz) を維持しながら、消費電力を下げ、1bitあたりの消費電力を下げられる利点がある。

以上のように、第2の実施形態に係る無線通信システムでは、既存のOFDM変調信号を用いた無線通信システムの優れた特長を有しながら、単一増幅器を用いる欠点である大きなPAPRによる送信機の効率低下の問題を回避できる。

20

(第3の実施の形態)

図2は、本発明の第3の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

図1の構成と異なる点は、N個の直交変調ミキサ6に局発信号を供給する局発振器を共通の局発信号を生成する単一の共通局発振器10で構成していることである。

次に、動作について説明する。本実施の形態の無線通信システムの送信機では並列複素シンボル (S) に含まれる各複素シンボル ( $s_0 \sim s_{N-1}$ ) のそれぞれに対して周波数マップ3によって個別の周波数 ( $f_0, f_1, \dots, f_k, \dots, f_{N-1}$ ) が割り当てられ、さらに、デジタル信号処理回路4により各割り当てられた周波数に対応した位相回転を与えた複素デジタル信号標本列 ( $\{v_0\} \sim \{v_{N-1}\}$ ) を生成している。

30

このため、図2の各直交変調ミキサ6に供給する局発信号は、同一の周波数でよい。その結果、一つの共通局発振器10を用いることが可能となる。局発振器が1つでよいので小型化が可能であり、かつ、各直交変調ミキサ6に供給する局発信号間の周波数偏差を考慮する必要がないため構成が簡単になる利点がある。

(第4の実施の形態)

図3は、本発明の第4の実施の形態における無線通信システムの構成図である。図1および図2の構成と比較すると、各RF増幅器8で個別に増幅されたRF信号を合成するための複数の電力合成器11、および各電力合成器11に対応して合成したRF信号を空中に送出する複数のアンテナ12を備えた点が異なる。

40

次に、動作について説明する。各RF増幅器8で個別に増幅された複数のRF信号を電力合成器11にて合成した後にアンテナ12から空中に送出することにより、使用するアンテナの削減が可能となる。図3に示した構成は、複数の電力合波器を用いる場合の例を示しているが、各RF増幅器8で個別に増幅されたRF信号の全てを1つの電力合成器で合成し、1つのアンテナから空中に送出するものであってもよい。換言すれば、電力合成器11の個数nは、RF増幅器8の個数となる入力系統数  $> n - 1$  である。

以上のように、第4の実施形態に係る無線通信システムでは、既存のOFDM変調信号を用いた無線通信システムの優れた特長を有しながら、単一増幅器を用いる欠点である大

50

きなPAPRによる送信機の効率低下の問題を回避でき、且つ、アンテナの個数を所望の個数まで削減できる。

(第5の実施の形態)

図4は、本発明の第5の実施の形態における無線通信システムの構成図である。図1ないし図3と比較すると、図4における無線通信システムの送信機では、デジタル信号処理回路4及び複数のDA変換器5の間にガードインターバル回路13を装荷する点が異なる。

次に、動作について説明する。ガードインターバル回路13を装荷することにより、デジタル信号処理回路4にて生成した複素デジタル信号標本列( $t\{v_0\} \sim t\{v_{N-1}\}$ )のそれぞれに、適切なガードインターバル(GI)が付加される。付加したGIにより、マルチパス干渉波の影響を低減することが可能となる。

10

(第6の実施の形態)

図5は、本発明の第6の実施の形態における無線通信システムの構成図である。図4と比較すると、ガードインターバル回路13と複数のDA変換器5との間に、ウインドウイング処理回路14を装荷する点異なる。図6はウインドウイング処理回路14を装荷した場合の信号の様子を示す図である。

図4に示すように、ガードインターバル回路(GI)13を付加した場合、図6に示すように、連続する信号間(図ではA点)に不連続が生じる。このような不連続が生じるとスプリアス成分が発生することになる。これに対し、図6に示すように、ウインドウイング処理回路14を設け、ランプ状(傾斜状)のウインドウイング処理を行うと不連続部分の振幅が小さくなり、滑らかになる。これにより、信号のスプリアス成分の抑制やピーク電力の削減等が可能となる。

20

(第7の実施の形態)

図7は、本発明の第7の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。

図示された送信機は、入力デジタル信号列 $t\{D\}$ を複素シンボル列に変換するシンボルマップ1と、生成された複素シンボル列を並列複素シンボル(S)へと変換する直並列変換器2と、並列複素シンボル(S)に含まれる各複素シンボル( $s_0 \sim s_{N-1}$ )のそれぞれに対して個別の周波数を割り当てる周波数マップ3と、割り当てられた周波数に対応した位相回転を与えたそれぞれの複素デジタル信号標本列を生成するデジタル信号処理回路4と、各複素デジタル信号標本列の帯域を制限するフィルタ15と、生成した複素デジタル信号標本列のそれぞれを複素アナログ信号( $V_{BB,0}(t) \sim V_{BB,N-1}(t)$ )へと変換するDA変換器5と、各複素アナログ信号( $V_{BB,0}(t) \sim V_{BB,N-1}(t)$ )のそれぞれから直交変調されたRF信号( $V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t)$ )を生成する複数の直交変調ミキサ6と、各直交変調ミキサに局発信号を供給する複数の局発振器7と、各直交変調されたRF信号( $V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t)$ )をそれぞれ増幅する複数のRF増幅器8と、増幅されたそれぞれのRF信号を空中に送出するアンテナ9とから構成されている。即ち、フィルタ15を設けた点で、第7の実施の形態に係る送信機は、第1の実施の形態に係る送信機とは異なっている。

30

次に、動作について説明する。

40

入力デジタル信号列 $t\{D\}$ は、シンボルマップ1および直並列変換器2により、N個の複素シンボル( $s_0 \sim s_{N-1}$ )に変換される。次に、周波数マップ3により各複素シンボル( $s_0 \sim s_{N-1}$ )に個別の周波数( $f_0, f_1, \dots, f_k, \dots, f_{N-1}$ )が割り当てられ、さらに、デジタル信号処理回路4により、各割り当てられた周波数に対応した位相回転を与えて複素デジタル信号標本列( $t\{v_0\} \sim t\{v_{N-1}\}$ )を生成する。このとき各複素シンボルがそれぞれ別の周波数領域に展開され、かつ個別に復調可能であるシングルキャリア信号が生成できるように位相回転がそれぞれに与えられ、その結果N個の複素デジタル信号標本列( $t\{v_0\} \sim t\{v_{N-1}\}$ )が生成される。さらに各複素デジタル信号標本列( $t\{v_0\} \sim t\{v_{N-1}\}$ )は、フィルタ15により帯域が制限される。このときにフィルタ15として、例えばロールオフフィルタが用い

50

られる。さらに、フィルタリングされた各複素デジタル信号標本列 ( $t \{v_0\} \sim t \{v_{N-1}\}$ ) はそれぞれ D A 変換器 5 にて複素アナログ信号 ( $V_{BB,0}(t) \sim V_{BB,N-1}(t)$ ) に変換される。複素アナログ信号 ( $V_{BB,0}(t) \sim V_{BB,N-1}(t)$ ) は、さらに直交変調ミキサ 6 と局発振器 7 とで直交変調された R F 信号 ( $V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t)$ ) に変換される。直交変調された R F 信号 ( $V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t)$ ) はさらに R F 増幅器 8 にてそれぞれ増幅され、アンテナ 9 から空中に送出される。

以上の動作原理から、各 R F 増幅器 8 で増幅される直交変調された R F 信号 ( $V_{RF,0}(t) \sim V_{RF,N-1}(t)$ ) は、シングルキャリア変調信号となっている。シングルキャリア変調としては、例えば B P S K、Q P S K、8 P S K、16 Q A M、64 Q A M が適用可能である。

これにより、既存の O F D M などのマルチキャリアを使用する通信システムにおいて問題となったマルチキャリア信号を増幅する必要がなくなり、増幅器における P A P R が増加する問題が軽減される。この結果、大きな飽和出力の R F 増幅器が不要となり、また、P A P R の増加に伴う R F 増幅器の効率低下の問題を回避できる。すなわち、小さな出力電力の R F 増幅器を使用することが可能となり、かつ、その R F 増幅器を高い電力効率で使用でき、その結果送信機の消費電力を低減できる利点がある。

また、フィルタをサブキャリアごとに使うことによって、各サブキャリアのサイドローブが低減されるため、サブキャリア間隔を狭くしても、サブキャリアをそれぞれシングルキャリア信号として扱うことができる。

(第 8 の実施の形態)

図 8 は、本発明の第 8 の実施の形態における無線通信システムの送信機の構成図である。図 7 の構成と異なる点は、N 個の直交変調ミキサ 6 に局発振信号を供給する局発振器を単一の共通局発振器 10 で構成していることである。

次に、動作について説明する。本発明の無線通信システムの送信機では各並列複素シンボル  $s_k$  のそれぞれに対して個別の周波数 ( $f_0, f_1, \dots, f_k, \dots, f_{N-1}$ ) が割り当てられている。

さらに、デジタル信号処理回路 4 により、各複素シンボルがそれぞれ固別の周波数領域に展開され、かつ個別に復調可能なシングルキャリア信号が生成可能なように位相回転が与えられ、その結果、N 個の複素デジタル信号標本列 ( $t \{v_0\} \sim t \{v_{N-1}\}$ ) が生成される。このため、図 8 の各直交変調ミキサ 6 に供給する局発振信号は同一の周波数でよい。その結果、一つの共通局発振器 10 を用いることが可能となる。局発振器が 1 つでよいので小型化が可能であり、かつ、各直交変調ミキサ 6 に供給する局発振信号間の周波数偏差を考慮する必要がないため構成が簡単になる利点がある。

(第 9 の実施の形態)

図 9 に示された第 9 の実施の形態に係る送信機は、複数の複素デジタル信号標本列  $t \{v_k\}$  を生成する機能を有する信号処理回路 4' に、いずれか一つの複素デジタル信号標本列  $t \{v_k\}$  を選択する制御部を設けている点で、図 2 に示された送信機と異なっている。

例えば、信号処理回路 4' 内に、O F D M と O F D M ではないマルチキャリア通信システムに対応した複素デジタル信号標本列を出力できる機能を予め回路内に用意する。これにより、制御信号を用いて状況に応じた使い分けが可能になり、1 つの無線機が 2 つの方式をサポートすることが実現できる。

以上説明したように、本発明における無線通信システムの送信機では、N 個の複素シンボルのそれぞれに対して個別の周波数を割り当て、さらに直交変調し、各直交変調した R F 信号をそれぞれ個別に増幅する構成としている。

上記構成とすることにより、多数のサブキャリア信号を含むマルチキャリア信号を 1 つの増幅器で増幅をする必要がなくなり、増幅器における P A P R が増加する問題が軽減される。この結果、大きな飽和出力の R F 増幅器が不要となり、また、P A P R の増加に伴う R F 増幅器の効率低下の問題を回避できる。すなわち、小さな出力電力の R F 増幅器を

10

20

30

40

50

使用することが可能となり、かつ、そのRF増幅器を高い電力効率で使用でき、その結果周波数利用効率を維持しつつ送信機の消費電力を著しく低減できる。

尚 以上に述べた発明の実施の形態においては、OFDM通信システムにおける信号処理回路4、信号処理回路4'と、実施の形態7や8で示したマルチキャリア通信システムにおけるフィルタ15は、デジタル回路で構成することができ、回路の有無や順序の変更が可能である。他方、RF増幅器は、直交変調器よりも後段に設けることが望ましい。

また、本発明の具体的な構成は前述の実施の形態に限られるものではなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲の変更があってもこの発明に含まれる。

この出願は、2010年1月29日に提出された日本出願特願2010-017636号を基礎とする優先権を主張し、その開示の全てをここに取り込む。

10

【符号の説明】

【0010】

- |       |                            |    |
|-------|----------------------------|----|
| 1     | シンボルマップ(シンボルマッピング手段)       |    |
| 2     | 直並列変換器(直並列変換手段)            |    |
| 3     | 周波数マップ(周波数マッピング手段)         |    |
| 4, 4' | 信号処理回路(信号処理手段)             |    |
| 5     | DA変換器(DA変換手段)              |    |
| 6     | 直交変調ミキサ(直交変調手段の一部)         |    |
| 7     | 局発振器(直交変調手段の一部)            |    |
| 8     | RF増幅器(RF増幅手段)              | 20 |
| 9, 12 | アンテナ                       |    |
| 10    | 共通局発振器(共通局発振手段)            |    |
| 11    | 電力合成器(電力合成手段)              |    |
| 13    | ガードインターバル回路(ガードインターバル生成手段) |    |
| 14    | ウインドウ処理回路(ウインドウ処理手段)       |    |
| 15    | フィルタ(フィルタ手段)               |    |
| 100   | シンボルマップ                    |    |
| 101   | 直並列変換器                     |    |
| 102   | 周波数マップ                     |    |
| 103   | 逆離散フーリエ変換器                 | 30 |
| 104   | 並直列変換器                     |    |
| 105   | ガードインターバル回路                |    |
| 106   | DA変換器                      |    |
| 107   | 直交変調ミキサ                    |    |
| 108   | 局発振器                       |    |
| 109   | RF増幅器                      |    |
| 111   | アンテナ                       |    |

【図1】

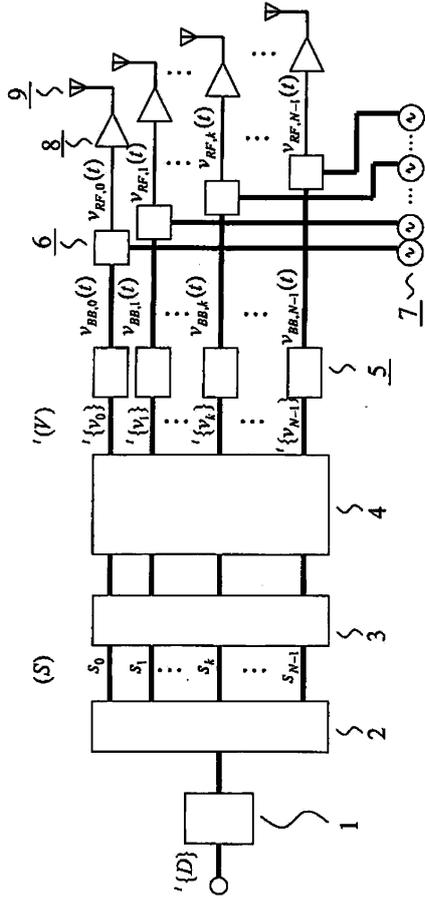


図1

【図2】

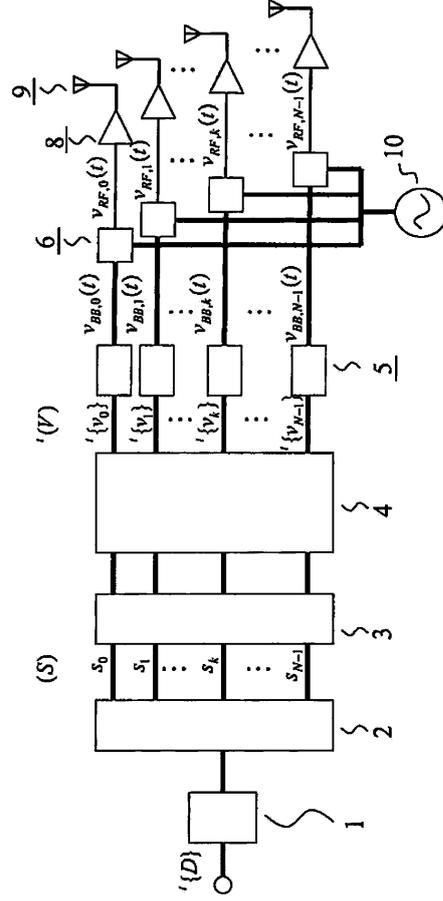


図2

【図3】

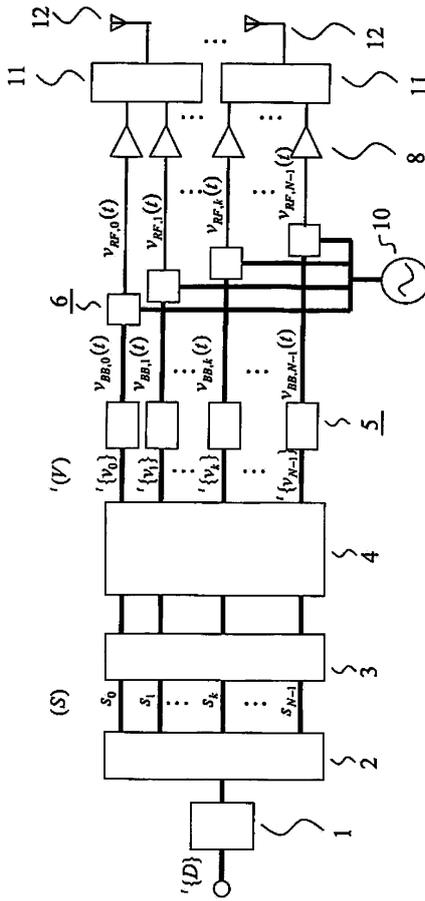


図3

【図4】

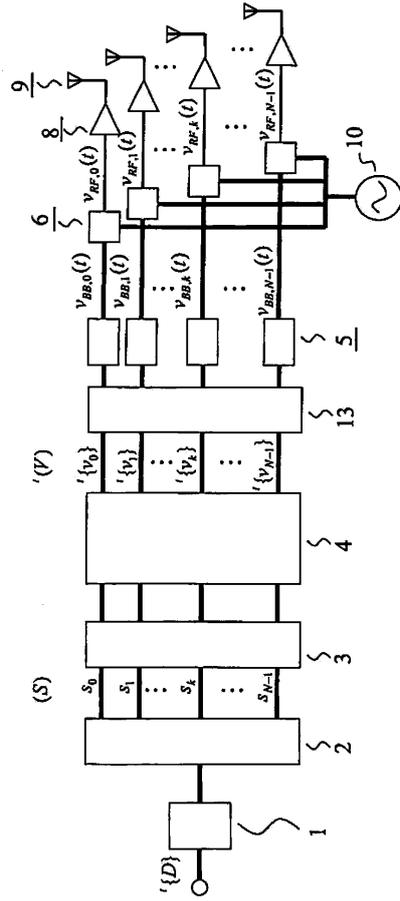


図4

【図5】

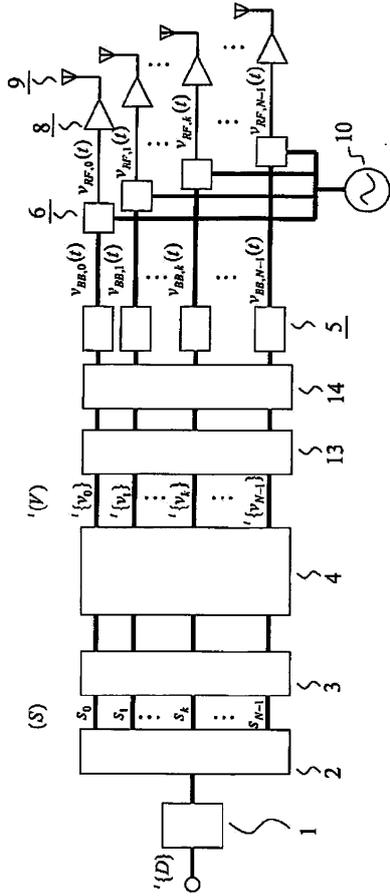


図5

【図6】

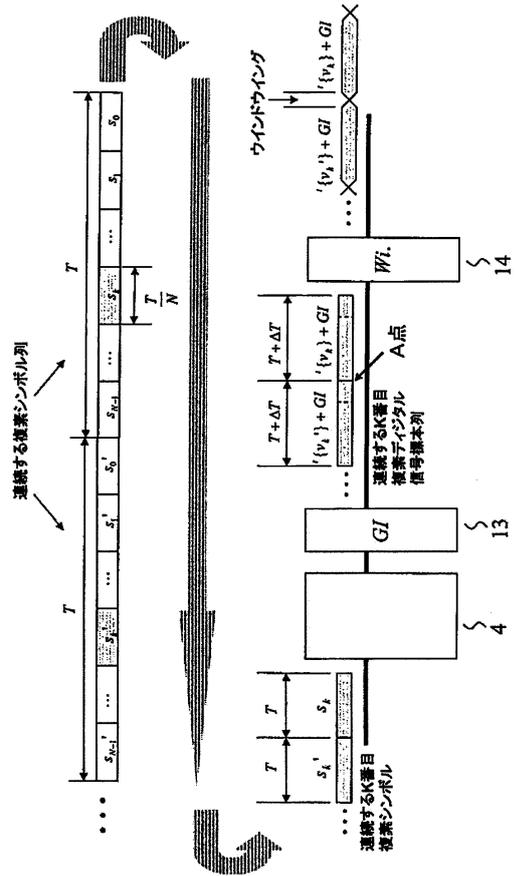


図6

【図7】

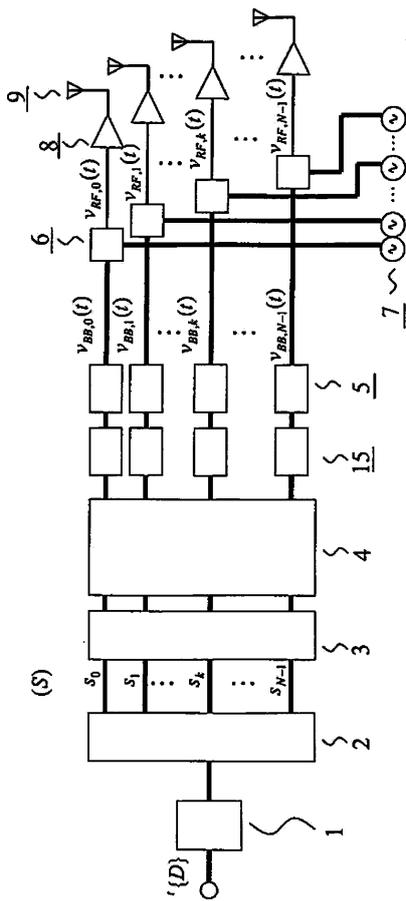


図7

【図8】

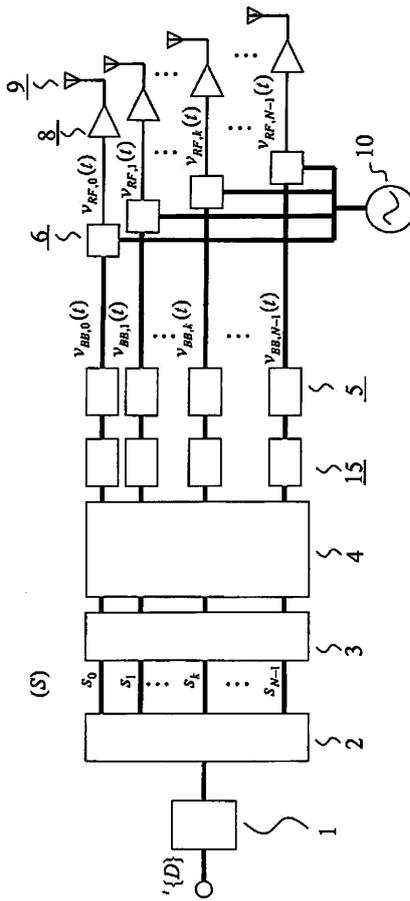


図8

【図9】

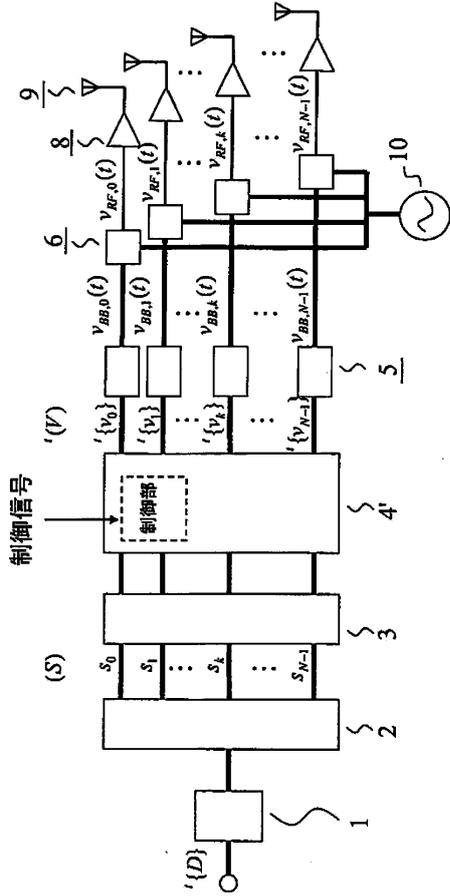


図9

【図10】

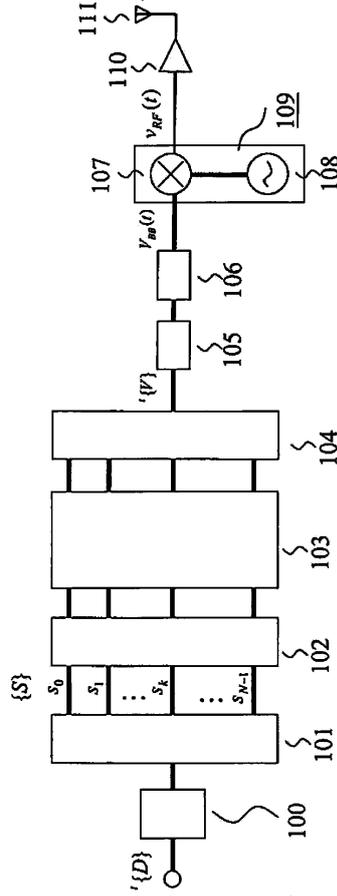


図10

【図11】

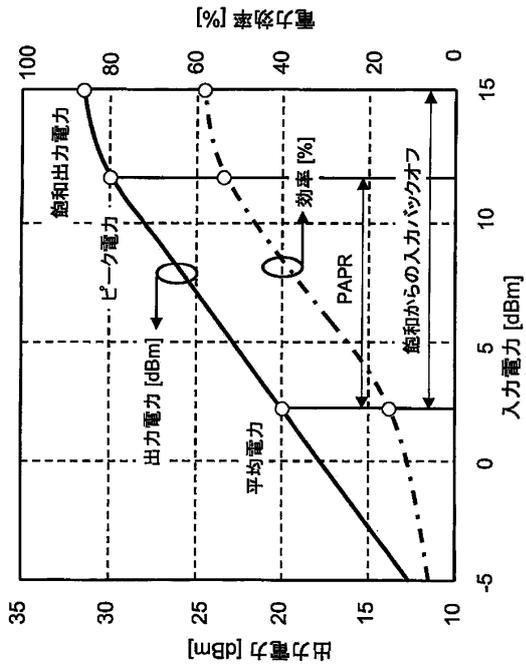


図11

## フロントページの続き

- (72)発明者 亀田 卓  
宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 国立大学法人東北大学内
- (72)発明者 坪内 和夫  
宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号 国立大学法人東北大学内
- (72)発明者 細谷 健一  
東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
- (72)発明者 丸橋 建一  
東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

審査官 岡 裕之

- (56)参考文献 特開2002-290368(JP,A)  
特開平01-302901(JP,A)  
特開平11-205205(JP,A)  
特開2009-171071(JP,A)  
特開2004-221653(JP,A)  
国際公開第2009/153978(WO,A1)  
特開2005-123788(JP,A)  
特開2003-101451(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H04J 11/00  
H04B 1/04  
IEEE Xplore  
Cinii