

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4342425号  
(P4342425)

(45) 発行日 平成21年10月14日(2009.10.14)

(24) 登録日 平成21年7月17日(2009.7.17)

(51) Int.Cl.

H04J 1/02 (2006.01)  
H04B 3/04 (2006.01)

F 1

H04J 1/02  
H04B 3/04

C

請求項の数 5 (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2004-328808 (P2004-328808)  
 (22) 出願日 平成16年11月12日 (2004.11.12)  
 (65) 公開番号 特開2006-140785 (P2006-140785A)  
 (43) 公開日 平成18年6月1日 (2006.6.1)  
 審査請求日 平成18年12月18日 (2006.12.18)

(73) 特許権者 000005223  
 富士通株式会社  
 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
 1号  
 (74) 代理人 100084711  
 弁理士 斎藤 千幹  
 (72) 発明者 小谷 真由美  
 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
 1号 富士通株式会社内  
 (72) 発明者 舟久保 利昭  
 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
 1号 富士通株式会社内  
 審査官 富澤 哲生

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】無線通信装置

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

複数のキャリアを低周波側の第1の系統と高周波側の第2の系統に分け、各系統についてそれぞれ、複数のキャリア信号を合成し、合成信号を無線で送信するための処理を行なう無線通信装置において、

前記第1の系統及び第2の系統についてそれぞれ送信信号に生じる歪を補償する第1及び第2の歪補償部と、

該第1及び第2の歪補償部の出力をそれぞれ増幅する第1及び第2の増幅部と、

該第1及び第2の増幅部それぞれの出力を結合してアンテナに入力する結合部と、

該結合部で結合された信号を前記第1及び第2の歪補償部にそれぞれフィードバックする第1及び第2のフィードバック部とを備え、

前記第1のフィードバック部は前記送信信号に含まれる低周波側のキャリア信号部分を前記第1の歪補償部にフィードバックし、前記第2のフィードバック部は前記送信信号に含まれる高周波側のキャリア信号部分を前記第2の歪補償部にフィードバックする、

ことを特徴とする無線通信装置。

## 【請求項 2】

前記低周波側及び高周波側のそれぞれの系統に送信部を備え、該送信部はそれぞれ、複数のキャリア信号を合成する合成部、

合成信号の周波数帯域幅をW<sub>0</sub>とするとき、周波数が1.5W<sub>0</sub>以上のローカル信号を用いて該合成信号に直交変調を施す直交変調部、

10

20

該直交変調部から出力される信号の周波数を無線周波数にアップコンバートする周波数変換部、

前記第1または第2の増幅部、

を備えたことを特徴とする請求項1記載の無線通信装置。

【請求項3】

低周波側の前記第1のフィードバック部は、

前記低周波側の送信部の周波数変換部で周波数をアップコンバートした分、アンテナ入力信号の周波数をダウンコンバートする周波数変換部、

該周波数変換部出力をディジタルに変換するディジタル変換器、

該ディジタル変換器から出力する信号に含まれる低周波側のキャリア信号部分を通過して低周波側の歪補償部に入力するローパスフィルタ、10

を備え、高周波側の前記第2のフィードバック部は、

前記高周波側の送信部の周波数変換部で周波数をアップコンバートした分、アンテナ入力信号の周波数をダウンコンバートする周波数変換部、

該周波数変換部出力をディジタルに変換するディジタル変換器、

該ディジタル変換器から出力する信号に含まれる高周波側のキャリア信号部分を通過して高周波側の歪補償部に入力するハイパスフィルタ、

を備えることを特徴とする請求項2記載の無線通信装置。

【請求項4】

前記低周波側及び高周波側のそれぞれの系統に送信部を備え、該送信部はそれぞれ、複数のキャリア信号を合成する合成部、

合成信号の周波数帯域幅を $W_0$ とするとき、前記歪補償部で歪補償された合成信号に周波数が $1 . 5 W_0$ のローカル信号を用いて直交変調を施す直交変調部、20

直交変調部から出力される信号の周波数を無線周波数にアップコンバートする周波数変換部、

前記第1または第2の増幅部、

を備え、前記低周波側の周波数変換部は周波数を $f_0$ アップし、前記高周波側の周波数変換部は周波数を $(f_0 + W_0)$ アップする、

ことを特徴とする請求項1記載の無線通信装置。

【請求項5】

第1の送信帯域用の信号の増幅を行う第1の系統と、該第1の系統より周波数の高い第2の送信帯域用の信号の増幅を行なう第2の系統とを備え、増幅後の第1送信帯域の信号及び第2送信帯域の信号を送信信号として共通のアンテナから送信する無線通信装置において、30

前記第1の系統に入力される信号に対して前置歪み補償処理を施す第1前置歪み補償部と、

前記第2の系統に入力される信号に対して前置歪み補償処理を施す第2前置歪み補償部と、

前記第1前置歪み補償部の出力を増幅する第1増幅部と、

前記第2前置歪み補償部の出力を増幅する第2増幅部と、

前記第1及び第2増幅部それぞれで増幅された信号を結合して得られる送信信号を前記アンテナに入力する結合部と、40

該結合部で出力される前記送信信号を帰還して得られたフィードバック信号について第1周波数変換を行なって得られた信号に対して設けられ、前記第1の送信帯域用の信号を通過域に持ち、前記第2の送信帯域用の信号を阻止域に持つL PFと、

前記結合部で出力される前記送信信号を帰還して得られたフィードバック信号について第2周波数変換を行なって得られた信号に対して設けられ、前記第2の送信帯域用の信号を通過域に持ち、前記第1の送信帯域用の信号を阻止域に持つH PFと、

を備え、該L PFの出力を前記第1前置歪み補償部に与え、該H PFの出力を前記第2前置歪み補償部に与える、50

ことを特徴とする無線通信装置。

**【発明の詳細な説明】**

**【技術分野】**

**【0001】**

本発明は無線通信装置に係わり、特に、キャリアを低周波側と高周波側の2系統に分け、各系統毎に無線で信号を送信するための処理を行なう送信部と該送信部で発生する歪を補償する歪補償部を備え、多数のキャリア信号を無線で送信する無線通信装置に関する。

**【背景技術】**

**【0002】**

移動体通信システムの発展に伴い、無線通信装置に要求される送受信信号量が増えてきている。多数のキャリアを隣接して送信するマルチキャリア方式の無線通信装置では、送受信信号量の増大に対してキャリア数を増設するのが一般的である。10

図5は従来の第1のマルチキャリア方式の無線通信装置の構成図、図6は動作説明図であり、(1)~(7)は図5の同一番号を付した部分のスペクトラムを示している。

キャリア毎に設けられた信号処理部 $1_1 \sim 1_n$ のベースバンド処理部(BB) $1_a$ は、送信すべきデータに対して誤り訂正/検出符号の付加、インタリーブ、多値変調、符号拡散などのベースバンド信号処理を施し、複素のベースバンド信号を出力する。ルートナイキストフィルタ $1_b$ 、 $1_c$ はベースバンド処理部 $1_a$ から入力する複素ベースバンド信号の実数部と虚数部にルートナイキストフィルタ処理を施し(図6の(1)参照)、キャリアシフト部 $1_c$ 、 $1_d$ はベースバンド信号の実数部と虚数部に $\exp(j\omega_j t)$ ( $j = 1 \sim n$ )を乗算して角周波数 $\omega_j$ のキャリア信号にして出力する(図6の(2)参照)。20

**【0003】**

合成部 $2_a$ 、 $2_b$ は各キャリアの同相分、直交分毎に合成し、キャリア合成信号の同相成分 $I_{ch}$ 及び直交成分 $Q_{ch}$ を出力し、歪補償部(適応型プリディストータAPD: Adaptive Predistortion Device) $3$ は、送信増幅器(後述する)で発生する歪を補償する歪補償信号を発生し、演算部 $4_a$ 、 $4_b$ は該歪補償信号をキャリア合成信号の同相成分 $I_{ch}$ 及び直交成分 $Q_{ch}$ に加算して直交変調部 $5$ に入力する。直交変調部 $5$ はキャリア合成信号の周波数帯域幅を $W_0$ とするとき、周波数が $1.5 \times W_0$ のローカル信号を用いて該キャリア合成信号に直交変調を施す(図6の(3)参照)。この直交変調により各キャリア周波数は $1.5 \times W_0$ アップした中間周波信号になる。30

D A変換器 $6$ は直交変調部 $5$ から出力する信号をサンプリング周波数 $F_s$ でアナログに変換し、ローパスフィルタ $7$ は不必要的高域成分を除去し(図6の(4)参照)、ミキサ $8$ は、入力信号にローカル発振器 $9$ から出力するローカル信号を乗算して周波数( $f_0 + 1.5 \times W_0$ )の無線信号にアップコンバートする。送信増幅器 $10$ は周波数アップコンバートされた無線信号を增幅し、アンテナを介して送信する(図6の(5)参照)。

**【0004】**

送信増幅器 $10$ において図6の(5)に示すように主信号の両側に歪 $D_1$ 、 $D_2$ が発生する。この歪 $D_1$ 、 $D_2$ を補償するために、方向結合器 $11$ は送信信号の一部を抽出し、ミキサ $12$ は入力信号にローカル発振器 $9$ から出力するローカル信号を乗算して周波数 $1.5 \times W_0$ の中間周波信号にダウンコンバートし、A D変換器 $13$ は周波数 $F_s = 6 \times W_0$ で入力信号をサンプリングしてデジタル変換する(図6の(6)参照)。サンプリング周波数 $F_s$ でA D変換することにより、高次スペクトラムが発生する(イメージ出現)。直交復調部 $14$ は周波数が $1.5 \times W_0$ のローカル信号を用いてA D変換器の出力信号に直交復調を施し(図6の(7)参照)、復調信号を歪補償部 $3$ に入力する。40

**【0005】**

歪補償部 $3$ は適応アルゴリズムを用いて送信増幅器 $10$ の歪みを除去するための歪補償信号を発生してを送信信号に付加し、主信号の両側の歪 $D_1$ 、 $D_2$ (図6の(5)参照)を除去する。図7は適応型プリディストータである歪補償部 $3$ の構成例である。乗算器 $3_a$ は合成部 $2_a$ 、 $2_b$ から出力する送信信号 $x(t)$ に歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ を乗算し、演算部 $4$ は送信信号 $x(t)$ から歪補償信号 $h_{n-1} \cdot x(t)$ を減算して補償後の信号( $= h_n(p)$ )50

$x(t) - x(t)$  を出力する。演算部 3 b は送信信号  $x(t)$  のパワー  $p (= x(t)^2)$  を演算し、歪補償係数記憶部 3 c は送信信号  $x(t)$  の各パワーに応じた歪補償係数  $h(p)$  を記憶し、送信信号  $x(t)$  のパワー  $p$  に応じた歪補償係数  $h_{n-1}(p)$  を出力する。又、歪補償係数記憶部 3 c は、LMSアルゴリズムにより求まる歪補償係数  $h_n(p)$  で歪補償係数  $h_{n-1}(p)$  を更新する。共役複素信号出力部 3 d は直交復調部 1 4 から入力する帰還復調信号  $y(t)$  の共役複素信号を出力し、減算器 3 e は送信信号  $x(t)$  と帰還復調信号  $y(t)$  の差  $e(t)$  を出力する。乗算器 3 f は  $h_{n-1}(p)$  と  $y^*(t)$  の乗算を行って  $u^*(t)$  を出力し、乗算器 3 g は  $e(t)$  と  $u^*(t)$  の乗算を行い、乗算器 3 h はステップサイズパラメータ  $\mu$  を乗算器 3 g の出力信号に乘算し、加算器 3 i は  $h_{n-1}(p)$  と  $\mu e(t) u^*(t)$  を加算して歪補償係数記憶部 3 c に入力する。上記構成により以下のLMSアルゴリズムに従った演算が行われる。

$$h_n(p) = h_{n-1}(p) + \mu e(t) u^*(t) \quad (1)$$

$$e(t) = x(t) - y(t)$$

$$y(t) = h_{n-1}(p) x(t) f(p)$$

$$u(t) = x(t) f(p) - h^*_{n-1}(p) y(t) \quad h_{n-1}(p) h^*_{n-1}(p) = 1$$

$$p = |x(t)|^2$$

ただし、

$x(t)$  : 送信信号

$f(p)$  : 送信増幅器の歪関数

$h(p)$  : 推定歪補償係数

$\mu$  : ステップサイズ・パラメータ

$y(t)$  : 帰還信号

$u(t)$  : 歪みを受けた信号

$x, y, f, h, u, e$  は複素数、 $*$  は共役複素数である。 $u(t)$  はアンプの振幅歪みがあまり大きくないと仮定して( $h_{n-1}(p) \cdot h^*_{n-1}(p) = 1$ )、近似する。上記演算処理を行うことにより、送信信号  $x(t)$  と帰還信号  $y(t)$  の差  $e(t)$  のパワーが最小となるように歪補償係数  $h(p)$  が(1)式により更新され、最終的に最適の歪補償係数値に収束し、送信増幅器 1 0 の歪が補償される

#### 【0006】

図 5 の構成により、キャリア数を増大しようとすると、ディジタル信号処理部、特に D A 変換、A D 変換のサンプリング周波数  $F_s$  の限界が問題となってくる。例えばキャリア数を 2 倍にするには、ディジタル部のサンプリング周波数  $F_s$  が 2 倍 ( $F_s = 12 \times W_0$ ) 必要となる。すなわち、キャリア数を 2 倍にする前のサンプリング周波数  $F_s$  は図 6 より  $6W_0$  であるから、キャリア数を 2 倍にすると  $F_s = 12 \times W_0$  となる。

#### 【0007】

以上より、一般的に A D 変換器のサンプリング周波数がネックとなり、これ以上周波数を上げられない場合、図 8 に示すように、キャリアを低周波側と高周波側の 2 系統に分け、各系統毎に無線で信号を送信するための処理を行ない、送信増幅器 1 0, 1 0 の後段でバンドパスフィルタ (BPF) 2 1, 2 2 を通して結合することが考えられる。なお、図 8 の無線通信装置は、周知技術ではない。

図 8 のマルチキャリア方式の無線通信装置において、低周波側の送信部(図 8 の上側の送信部)は図 5 の第 1 従来例と同じであり、同一番号を付している。又、高周波側の送信部(図 8 の下側の送信部)も構成的に図 5 の第 1 従来例と同じであり、同一番号に  $\circ$  を付している。D A 変換器 6, 6 $\circ$ 、A D 変換器 1 3, 1 3 $\circ$  のサンプリング周波数  $F_s$  は  $6 \times W_0$  で、キャリア数を増大しない前と同じ周波数である。高周波側の送信部が低周波側の送信部と異なる点は、低周波側のローカル発振器 9 が周波数  $f_0$  のローカル信号を発生するのに対して、高周波側のローカル発振器 9 $\circ$  が周波数 ( $f_0 + W_0$ ) のローカル信号を発生する点である。

#### 【0008】

図 9 は図 8 の無線通信装置の動作説明図であり、(1) ~ (8), (5) $\circ$ , (6) $\circ$  は図 6 の同一

10

20

30

40

50

番号を付した部分におけるスペクトラムを示している。(1)~(7)のスペクトラムは図6と同じであり、(1)~(4), (7)のスペクトラムの図示は省略している。

低周波側のローカル発振器9から出力するローカル信号周波数は $f_0$ 、高周波側のローカル発振器9から出力するローカル信号周波数は $(f_0 + W_0)$ である。このため、図9の(5)、(5)から明らかなように高周波側主信号の帯域が低周波側主信号の帯域に比べて $W_0$ だけ高くなっている。しかし、ミキサ12により無線信号周波数を $(f_0 + W_0)$ ダウンコンバートするため、図9の(6)、(6)より明らかなようにA/D変換器13, 13の出力信号の帯域は同一になっている。

バンドパスフィルタ21, 22はそれぞれ図9の(8)の点線A, Bに示すバンドパス特性を有しているため、歪D1, D2及び歪D1, D2を含まない無線信号を出力できる。  
10

#### 【0009】

以上のように、図8の構成例によればキャリア数が倍になっても対応でき、しかもベースバンド帯域外の歪を除去することができる。しかし、この構成例では、低周波側からの信号が高周波側に、高周波側からの信号が低周波側に漏れこまないようにするために、アナログバンドパスフィルタ21, 22に非常に急峻な減衰特性が必要とされるため、現実的でない問題がある。なお、バンドパスフィルタ21, 22を除いて直結(ワイア結合)することが考えられる。しかし、バンドパスフィルタ21, 22を除くと、お互いの信号が送信増幅器10, 10に回り込んで、図10に示すように3次、5次の相互変調歪(Inter Modulation) IM<sub>1</sub> ~ IM<sub>4</sub>が生じる。  
20

相互変調歪は、図11(A)に示すように通常2波の信号が増幅器AMPなどの能動素子に入ると、2波の周波数間隔分離れたところに歪信号が発生する現象である。3次相互変調歪であれば周波数 $f_2 + (f_2 - f_1)$ に発生し、5次相互変調歪であれば周波数 $f_2 + 2(f_2 - f_1)$ に発生する。同様の原理で、変調波を増幅器AMPに入力した場合、変調波を線スペクトラムの集合と考えると、各線スペクトラムがお互いの相互変調歪みを発生する結果、図11(B)に示すように、変調波の両側に歪信号が発生する。

#### 【0010】

図5の従来例および図8の構成例に加えて、送信増幅器に複数の信号を入力した時に生じる相互変調を除去する従来技術が提案されている(特許文献1参照)。この従来技術は、電力増幅器の出力信号を第1、第2の歪補償部にフィードバックするループを備え、第1の歪補償部に低域フィルタを介して電力増幅器出力信号の低域成分をフィードバックして低域側に生じる相互変調歪を補償し、第2の歪補償部に高域フィルタを介して電力増幅器出力信号の高域成分をフィードバックして高域側に生じる相互変調歪を補償する。  
30

#### 【特許文献1】特開2002-64340号公報

#### 【発明の開示】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0011】

図5の従来技術は、キャリア数を増大しようとするとD/A変換、A/D変換のサンプリング周波数Fsの限界が問題になり、該サンプリング周波数の限界により増大できるキャリア数に限界がある。  
40

図8の構成例はアナログバンドパスフィルタに非常に急峻な減衰特性が必要とされる。

また、上記文献に開示されている従来技術は、相互変調歪を除去するものであるが、周波数を増大するための技術ではない。また、この従来技術は、マルチキャリアを低周波側と高周波側の2系統に分け、各系統毎に設けた送信部の送信増幅器出力を直結した時に生じる相互変調歪を除去するものではない。

以上から本発明の目的はA/D変換等に必要となるサンプリング周波数の増加を抑えつつキャリア数を増大できる無線通信装置を提供することである。

本発明の別の目的は、急峻な減衰特性を有するバンドパスフィルタを使用しなくてもマルチキャリア数を増大できる無線通信装置を提供することである。

本発明の別の目的は、マルチキャリアを低周波側と高周波側の2系統に分け、各系統毎  
50

に設けた送信部の送信増幅器出力を直結した時に生じる相互変調歪を除去できる無線通信装置を提供することである。

**【課題を解決するための手段】**

**【0012】**

上記課題は本発明によれば、複数のキャリアを低周波側の第1の系統と高周波側の第2の系統に分け、各系統についてそれぞれ、複数のキャリア信号を合成し、合成信号を無線で送信するための処理を行なう無線通信装置において、前記第1の系統及び第2の系統についてそれぞれ送信信号に生じる歪を補償する第1及び第2の歪補償部と、該第1及び第2の歪補償部の出力をそれぞれ増幅する第1及び第2の増幅部と、該第1及び第2の増幅部それぞれの出力を結合してアンテナに入力する結合部と、該結合部で結合された信号を前記第1及び第2の歪補償部にそれぞれフィードバックする第1及び第2のフィードバック部とを備え、前記第1のフィードバック部は前記送信信号に含まれる低周波側のキャリア信号部分を前記第1の歪補償部にフィードバックし、前記第2のフィードバック部は前記送信信号に含まれる高周波側のキャリア信号部分を前記第2の歪補償部にフィードバックする無線通信装置により達成される。10

**【0013】**

また、上記課題は本発明によれば、第1の送信帯域用の信号の増幅を行う第1の系統と、該第1の系統より周波数の高い第2の送信帯域用の信号の増幅を行なう第2の系統とを備え、増幅後の第1送信帯域の信号及び第2送信帯域の信号を送信信号として共通のアンテナから送信する無線通信装置において、前記第1の系統に入力される信号に対して前置歪み補償処理を施す第1前置歪み補償部と、前記第2の系統に入力される信号に対して前置歪み補償処理を施す第2前置歪み補償部と、前記第1前置歪み補償部の出力を増幅する第1増幅部と、前記第2前置歪み補償部の出力を増幅する第2増幅部と、前記第1及び第2増幅部それぞれで増幅された信号を結合して得られる送信信号を前記アンテナに入力する結合部と、該結合部で出力される前記送信信号を帰還して得られたフィードバック信号について第1周波数変換を行なって得られた信号に対して設けられ、前記第1の送信帯域用の信号を通過域に持ち、前記第2の送信帯域用の信号を阻止域に持つLPFと、前記結合部で出力される前記送信信号を帰還して得られたフィードバック信号について第2周波数変換を行なって得られた信号に対して設けられ、前記第2の送信帯域用の信号を通過域に持ち、前記第1の送信帯域用の信号を阻止域に持つHPFとを備え、該LPFの出力を前記第1前置歪み補償部に与え、該HPFの出力を前記第2前置歪み補償部に与える無線通信装置により達成される。20

**【発明の効果】**

**【0014】**

本発明によれば、複数のキャリアを低周波側と高周波側の2系統に分け、各系統毎に設けた送信部の送信増幅器出力を結合（例えば直結）して送信するようにしたから、AD変換等に必要となるサンプリング周波数の増加を第1従来技術のように増大しなくてもキャリア数を増大することができる。

また、本発明によれば、各送信部の最終段を直結して1つのアンテナに入力し、アンテナに入力する送信信号に含まれる低周波側のキャリア信号部分を低周波側の歪補償部にフィードバックし、又、アンテナに入力する送信信号に含まれる高周波側のキャリア信号部分を高周波側の歪補償部にフィードバックするようにし、各歪補償部で低周波及び高周波の歪を除去するようにしたから、急峻な減衰特性を有するバンドパスフィルタを使用しなくてもマルチキャリア数を増大でき、しかも、各系統毎に設けた送信部の送信増幅器出力を直結した時に生じる相互変調歪を除去することができる。40

**【発明を実施するための最良の形態】**

**【0015】**

複数のキャリアを低周波側と高周波側の2系統に分け、各系統に信号を無線で送信するための処理を行なう送信部と送信信号に生じる歪を補償する歪補償部を設ける。そして、各送信部の送信増幅器の出力線を結合（例えば、ワイヤ結合により直結）して1つのアン

10

20

30

40

50

テナに入力する。低周波側のフィードバック部は、前記送信信号に含まれる低周波側のキャリア信号部分を低周波側の歪補償部にフィードバックし、該歪補償部は低周波側の相互変調歪を含む歪を補償する。一方、高周波側のフィードバック部は前記送信信号に含まれる高周波側のキャリア信号部分を高周波側の歪補償部にフィードバックし、該歪補償部は高周波側の相互変調歪を含む歪を補償する。

**【実施例 1】**

**【0016】**

図1は第1実施例の無線通信装置のブロック図、図2は動作説明図であり、(4)～(6)は図1の同一番号を付した部分のスペクトラムを示している。なお、図2においてスペクトラム(1)～(3)は従来例と同一であるため、図示を省略している(図6参照)。

10

複数の $2n$ 個のキャリアは $n$ 個づつの低周波側キャリア、高周波側キャリアの2系列に分けられている。低周波側の $n$ 個のキャリア毎に設けられた信号処理部 $51_1 \sim 51_n$ のベースバンド処理部(BB) $51_a$ は、送信すべきデータに対して誤り訂正／検出符号の附加、インタリーブ、多値変調、符号拡散などのベースバンド信号処理を施し、複素のベースバンド信号を出力する。ルートナイキストフィルタ $51_b$ 、 $51_c$ はベースバンド処理部 $51_a$ から入力する複素ベースバンド信号の実数部と虚数部にルートナイキストフィルタ処理を施し(図6の(1)参照)、キャリアシフト部 $51_c$ 、 $51_d$ はベースバンド信号の実数部と虚数部に $\exp(j\omega_j t)$ ( $j = 1 \sim n$ )を乗算して角周波数 $\omega_j$ のキャリア信号にして出力する(図6の(2)参照)。

**【0017】**

20

合成部 $52_a$ 、 $52_b$ は各キャリアの同相分、直交分毎に合成し、合成信号の同相成分 $I_{ch}$ 及び直交成分 $Q_{ch}$ を出力し、直交変調部 $53$ はキャリア合成信号の周波数帯域幅を $W_0$ とするとき、周波数が $1.5 \times W_0$ のローカル信号を用いて該キャリア合成信号に直交変調を施す(図6の(3)参照)。この直交変調により各キャリア周波数は $1.5 \times W_0$ アップした中間周波信号になる。歪補償部 $54$ は、送信増幅器 $60$ で発生する歪等を補償する歪補償信号を発生し、演算部 $55$ は該歪補償信号を直交変調部 $53$ の出力信号に加算してDA変換器 $56$ に入力する。

DA変換器 $56$ は演算部 $55$ から入力する歪補償された信号をサンプリング周波数 $F_s$ でアナログに変換し、ローパスフィルタ $57$ は不必要的高域成分を除去し(図2の(4)参照)、ミキサ $58$ は、入力信号にローカル発振器 $59$ から出力する周波数 $f_0$ のローカル信号を乗算して周波数( $f_0 + 1.5 \times W_0$ )の無線信号にアップコンバートする。送信増幅器 $60$ は周波数アップコンバートされた無線信号を增幅して出力する。

30

**【0018】**

高周波側の $n$ 個のキャリア毎に設けられた信号処理部 $51_{n+1} \sim 51_{2n}$ のベースバンド処理部(BB) $51_a$ 、ルートナイキストフィルタ $51_b$ 、 $51_c$ 、キャリアシフト部 $51_c$ 、 $51_d$ は低周波側と同様に動作する。ただし、キャリアシフト部 $51_d$ 、 $51_e$ はベースバンド信号の実数部と虚数部に $\exp(j\omega_j t)$ ( $j = n+1 \sim 2n$ )を乗算して角周波数 $\omega_j$ のキャリア信号にして出力する。合成部 $52_c$ 、 $52_d$ は各キャリアの同相分、直交分毎に合成し、合成信号の同相成分 $I_{ch}$ 及び直交成分 $Q_{ch}$ を出力し、直交変調部 $53$ はキャリア合成信号の周波数帯域幅を $W_0$ とするとき、周波数が $1.5 \times W_0$ のローカル信号を用いて該キャリア合成信号に直交変調を施す。この直交変調により各キャリア周波数は $1.5 \times W_0$ アップした中間周波信号になる。歪補償部 $54$ は、送信増幅器 $60$ で発生する歪等を補償する歪補償信号を発生し、演算部 $55$ は該歪補償信号を直交変調部 $53$ の出力信号に加算してDA変換器 $56$ に入力する。

40

DA変換器 $56$ は演算部 $55$ から入力する歪補償された信号をサンプリング周波数 $F_s$ でアナログに変換し、ローパスフィルタ $57$ は不必要的高域成分を除去し、ミキサ $58$ は、入力信号にローカル発振器 $59$ から出力する周波数( $f_0 + W_0$ )のローカル信号を乗算して周波数( $f_0 + 2.5 \times W_0$ )の無線信号にアップコンバートする。送信増幅器 $60$ は周波数アップコンバートされた無線信号を增幅して出力する。

**【0019】**

50

直結部（ワイヤ結合部）61は低周波側送信部の送信増幅器60の出力信号線と高周波側送信部の送信増幅器60の出力信号線を直結してアンテナを介して送信する（図6の(5)参照）。この直結により、お互いの信号が送信増幅器60, 60に回り込んで、図6の(5)に示すように3次相互変調歪IM<sub>1</sub>, IM<sub>2</sub>が生じる。5次の相互変調歪も生じるが図示を省略している。なお、D1, D2は送信増幅器60で発生する歪、D1, D2は送信増幅器60で発生する歪である。

歪D1, D1および3次相互変調歪IM<sub>1</sub>を除去するために、方向結合器62は送信信号の一部を抽出し、ミキサ63は入力信号にローカル発振器59から出力するローカル信号を乗算して周波数 $1.5 \times W_0$ の中間周波信号にダウンコンバートし、A/D変換器64は周波数Fs=6×W<sub>0</sub>で入力信号をサンプリングしてデジタル変換する。ローパスフィルタ65は図2(6)の点線Aで示すローパス特性を有し、低周波側の主信号と共に歪D1, D1および3次相互変調歪IM<sub>1</sub>を歪補償部54に入力する。歪補償部54はLMS適応アルゴリズムを用いてこれら歪みD1, D1及び3次相互変調歪IM<sub>1</sub>を除去するための歪補償信号を発生してを低周波側の送信信号に付加する。以上の動作が繰返され、最終的にアンテナ入力信号（図6の(5)参照）から歪みD1, D1及び3次相互変調歪IM<sub>1</sub>が除去される。尚、サンプリング周波数FsでA/D変換することにより、Fs/2で3次相互変調歪IM<sub>2</sub>等が折り返すこともあるが、低域フィルタの通過帯域外であるため影響はない。

#### 【0020】

一方、アンテナ入力信号に含まれる歪D2, D2および3次相互変調歪IM<sub>2</sub>を補償するため、方向結合器62は送信信号の一部を抽出し、ミキサ63は入力信号にローカル発振器59から出力するローカル信号を乗算して周波数 $1.5 \times W_0$ の中間周波信号にダウンコンバートし、A/D変換器64は周波数Fs=6×W<sub>0</sub>で入力信号をサンプリングしてデジタル変換する。ハイパスフィルタ66は図2(6)の点線Bで示すハイパス特性を有し、高周波側の主信号と共に歪D2, D2および3次相互変調歪IM<sub>2</sub>を歪補償部54に入力する。歪補償部54はLMS適応アルゴリズムを用いてこれら歪みD2, D2及び3次相互変調歪IM<sub>2</sub>を除去するための歪補償信号を発生してを高周波側の送信信号に付加する。以上の動作が繰返され、最終的にアンテナ入力信号（図6の(5)参照）から歪みD2, D2及び3次相互変調歪IM<sub>2</sub>が除去される。尚、サンプリング周波数FsでA/D変換することにより、周波数0で3次相互変調歪IM<sub>1</sub>が折り返すことがあるが、高域フィルタの通過帯域外であるため影響はない。

以上、第1実施例によれば、サンプリング周波数を増大しなくても、又、急峻な減衰特性を有するバンドパスフィルタを使用しなくてもマルチキャリア数を増大でき、しかも、各系統毎に設けた送信部の送信増幅器出力を直結した時に生じる相互変調歪を除去することができる。

第1実施例では直交復調器53, 53のローカル周波数を $1.5W_0$ としたが、 $1.5W_0$ 以上、たとえば、 $2.5W_0$ とすることができる。ローカル周波数を $2.5W_0$ とし、サンプリング周波数Fsを $10 \times W_0$ とすることにより、5次相互変調歪も歪補償部53, 53に入力して歪補償できるようになる。

第1実施例におけるローパスフィルタ、ハイパスフィルタの特性として急峻な特性が必要となるが、アナログと異なりそのような特性を有するデジタルローパスフィルタ、デジタルハイパスフィルタは容易に設計可能である。

第1実施例では、直結部（ワイヤ結合部）61の出力信号をミキサ63, 63にそれぞれフィードバックしたが、送信増幅器60, 60の出力信号をそれぞれミキサ63, 63にフィードバックするように構成することもできる。

#### 【実施例2】

#### 【0021】

図3は第2実施例の無線通信装置のブロック図、図4は動作説明図であり、(4)~(6)は図3の同一番号を付した部分のスペクトラムを示している。尚、(1)~(3)のスペクトラムは従来例と同一であるため省略している。また、図3において、図1の第1実施例と同一部分には同一符号を付している。

10

20

30

40

50

図3において、図1の第1実施例と異なる点は、

- (a) 演算部55a, 55bで歪補償信号が加算された送信信号を直交変調器53, 53に入力する点、
- (b) 第1のミキサ63, 63の後段に入力信号の周波数を $W_0$ アップする第2のミキサ71, 71、ローカル発振器72を設けている点、
- (c) ローカル周波数 $2.5W_0$ の直交復調器73, 73をそれぞれローパスフィルタ65、ハイパスフィルタ66の後段に設け、その出力信号を歪補償部54, 54にファイードバック入力している点である。

#### 【0022】

第2実施例において、アンテナ入力信号に含まれる歪D1, D1および3次、5次相互変調歪IM<sub>1</sub>, IM<sub>3</sub>(図4の(5)参照)を除去するために、方向結合器62は送信信号の一部を抽出する。ミキサ63は該抽出された信号にローカル発振器59から出力するローカル信号を乗算して周波数 $1.5 \times W_0$ の信号にダウンコンバートし、ミキサ71は該信号の周波数を $W_0$ アップして周波数 $2.5 \times W_0$ の信号にして出力する。10

AD変換器64は周波数Fs=10×W<sub>0</sub>で入力信号をサンプリングしてデジタル変換する。ローパスフィルタ65は図4の(6)の点線Aで示すローパス特性を有し、低周波側の主信号と共に歪D1, D1および3次、5次相互変調歪IM<sub>1</sub>, IM<sub>3</sub>を直交復調器73に入力し、直交復調器73はローカル周波数 $2.5 \times W_0$ で直交復調して復調信号を歪補償部54に入力する。歪補償部54はLMS適応アルゴリズムを用いて歪みD1, D1及び3次、5次相互変調歪IM<sub>1</sub>, IM<sub>3</sub>を除去するための歪補償信号を発生してを低周波側の送信信号に付加する。以上の動作が繰返され、最終的にアンテナ入力信号(図4の(5)参照)から歪みD1, D1及び3次、5次相互変調歪IM<sub>1</sub>, IM<sub>3</sub>が除去される。尚、サンプリング周波数FsでAD変換することにより、Fs/2で3次相互変調歪IM<sub>2</sub>が折り返すこともあるが、低域フィルタの通過帯域外であるため影響はない。また、周波数0で5次相互変調歪IM<sub>3</sub>が折り返すことがあるが、歪補償部54で除去される。20

#### 【0023】

一方、アンテナ入力信号に含まれる歪D2, D2および3次、5次相互変調歪IM<sub>2</sub>, IM<sub>4</sub>(図4の(5)参照)を補償するために、方向結合器62は送信信号の一部を抽出する。ミキサ63は該抽出された信号にローカル発振器59から出力するローカル信号を乗算して周波数 $1.5 \times W_0$ の信号にダウンコンバートし、ミキサ71は該信号の周波数を $W_0$ アップして周波数 $2.5 \times W_0$ の信号にして出力する。30

AD変換器64は周波数Fs=10×W<sub>0</sub>で入力信号をサンプリングしてデジタル変換する。ハイパスフィルタ66は図4の(6)の点線Bで示すハイパス特性を有し、高周波側の主信号と共に歪D2, D2および3次、5次相互変調歪IM<sub>2</sub>, IM<sub>4</sub>を直交復調器73に入力し、直交復調器73はローカル周波数 $2.5 \times W_0$ で直交復調して復調信号を歪補償部54に入力する。歪補償部54はLMS適応アルゴリズムを用いて歪みD2, D2及び3次、5次相互変調歪IM<sub>2</sub>, IM<sub>4</sub>を除去するための歪補償信号を発生してを低周波側の送信信号に付加する。以上の動作が繰返され、最終的にアンテナ入力信号(図4の(5)参照)から歪みD2, D2及び3次、5次相互変調歪IM<sub>2</sub>, IM<sub>4</sub>が除去される。尚、サンプリング周波数FsでAD変換することにより、Fs/2で5次相互変調歪IM<sub>4</sub>が折り返すこともありうるが、歪補償部54で除去される。また、周波数0で5次相互変調歪IM<sub>3</sub>が折り返すこともありうるが、高域フィルタの通過帯域外であるため影響はない。40

#### 【0024】

以上、第2実施例によれば、サンプリング周波数が第1実施例に比べて高くなるが、第3次相互変調歪に加えて第5次の相互変調歪をも除去することが可能になる。また、急峻な減衰特性を有するバンドパスフィルタを使用しなくてもマルチキャリア数を増大できる。

第2実施例において、低周波側の第1、第2ミキサ63, 71によりトータル的に周波数(f<sub>0</sub>-W<sub>0</sub>)ダウンし、高周波側の第1、第2ミキサ63, 71によりトータル的に周波数f<sub>0</sub>ダウンする。したがって、低周波側の第1、第2ミキサ63, 71を1つに50

まとめて周波数 ( $f_0 - W_0$ ) ダウンするように構成し、また、高周波側の第1、第2ミキサ 63、71 を1つにまとめて周波数  $f_0$  ダウンするように構成することもできる。

第2実施例では、直結部(ワイヤ結合部)61の出力信号をミキサ 63, 63 にそれぞれフィードバックしたが、送信増幅器 60, 60 の出力信号をそれぞれミキサ 63, 63 にフィードバックするように構成することもできる。

#### 【0025】

・(付記)

(付記1)

複数のキャリアを低周波側と高周波側の2系統に分け、各系統に信号を無線で送信するための処理を行なう送信部と送信信号に生じる歪を補償する歪補償部を備えた無線通信装置において、10

各送信部の最終段を直結して1つのアンテナに入力する結合部、

該アンテナに入力する送信信号を各系統の歪補償部にそれぞれフィードバックするフィードバック部を備え、

低周波側のフィードバック部は前記送信信号に含まれる低周波側のキャリア信号部分を低周波側の歪補償部にフィードバックし、高周波側のフィードバック部は前記送信信号に含まれる高周波側のキャリア信号部分を高周波側の歪補償部にフィードバックする、

ことを特徴とする無線通信装置。

(付記2) 前記低周波側及び高周波側の送信部はそれぞれ、

複数のキャリア信号を合成する合成部、20

合成信号の周波数帯域幅を  $W_0$  とするとき、周波数が  $1.5W_0$  以上のローカル信号を用いて該合成信号に直交変調を施す直交変調部、

該直交変調部から出力される信号の周波数を無線周波数にアップコンバートする周波数変換部、

を備えたことを特徴とする付記1記載の無線通信装置。

(付記3)

前記低周波側の周波数変換部が周波数を  $f_0$  アップした場合には、前記高周波側の周波数変換部は周波数を  $(f_0 + W_0)$  アップする、

ことを特徴とする付記2記載の無線通信装置。

(付記4)

低周波側の前記フィードバック部は、

前記低周波側の送信部の周波数変換部で周波数をアップコンバートした分、アンテナ入力信号の周波数をダウンコンバートする周波数変換部、

該周波数変換部出力をデジタルに変換するデジタル変換器、

該デジタル変換器から出力する信号に含まれる低周波側のキャリア信号部分を通過して低周波側の歪補償部に入力するローパスフィルタ、

を備え、高周波側の前記フィードバック部は、

前記高周波側の送信部の周波数変換部で周波数をアップコンバートした分、アンテナ入力信号の周波数をダウンコンバートする周波数変換部、

該周波数変換部出力をデジタルに変換するデジタル変換器、40

該デジタル変換器から出力する信号に含まれる高周波側のキャリア信号部分を通過して高周波側の歪補償部に入力するハイパスフィルタ、

を備えることを特徴とする付記2又は3記載の無線通信装置。

(付記5)

前記低周波側及び高周波側の送信部はそれぞれ、

複数のキャリア信号を合成する合成部、

合成信号の周波数帯域幅を  $W_0$  とするとき、前記歪補償部で歪補償された合成信号に周波数が  $1.5W_0$  のローカル信号を用いて直交変調を施す直交変調部、

直交変調部から出力される信号の周波数を無線周波数にアップコンバートする周波数変換部、50

を備え、前記低周波側の周波数変換部は周波数を  $f_0$  アップし、前記高周波側の周波数変換部は周波数を ( $f_0 + W_0$ ) アップする、  
ことを特徴とする付記 1 記載の無線通信装置。

## (付記 6 )

低周波側の前記フィードバック部は、  
入力信号の周波数をトータル ( $f_0 - W_0$ ) ダウンする周波数変換部、  
該周波数変換部出力をディジタルに変換するディジタル変換器、  
該ディジタル変換器から出力する信号に含まれる低周波側のキャリア信号部分を通過するローパスフィルタ、

2 . 5  $W_0$  のローカル信号を用いて該ローパスフィルタ出力信号に直交復調を施して低周波側の歪補償部に入力する直交復調部、  
10

を備え、高周波側の前記フィードバック部は、

入力信号の周波数をトータル  $f_0$  ダウンする周波数変換部、  
該第2周波数変換部出力をディジタルに変換するディジタル変換器、  
該ディジタル変換器から出力する信号に含まれる高周波側のキャリア信号部分を通過するハイパスフィルタ、

2 . 5  $W_0$  のローカル信号を用いて該ハイパスフィルタ出力信号に直交復調を施して高周波側の歪補償部に入力する直交復調部、

を備えることを特徴とする付記 5 記載の無線通信装置。

## (付記 7 )

20

前記低周波側のフィードバック部はローパスフィルタを備え、低周波側の主信号と共に低周波側に発生した歪信号を低周波側の歪補償部に入力し、前記高周波側のフィードバック部はハイパスフィルタを備え、高周波側の主信号と共に高周波側に発生した歪信号を高周波側の歪補償部に入力する、

ことを特徴とする付記 1 記載の無線通信装置。

## (付記 8 )

第 1 の送信帯域用の信号の増幅を行う第 1 の系統と、該第 1 の系統より周波数の高い第 2 の送信帯域用の信号の増幅を行なう第 2 の系統とを備え、増幅後の第 1 送信帯域の信号及び第 2 送信帯域の信号を送信信号として共通のアンテナから送信する無線通信装置において、  
30

前記第 1 の系統に入力される信号に対して前置歪み補償処理を施す第 1 前置歪み補償部と、

前記第 2 の系統に入力される信号に対して前置歪み補償処理を施す第 2 前置歪み補償部と、

増幅後の前記送信信号を帰還して得られたフィードバック信号について第 1 周波数変換を行なって得られた信号に対して設けられ、前記第 1 の送信帯域用の信号を通過域に持ち、前記第 2 の送信帯域用の信号を阻止域に持つ L P F と、

増幅後の前記送信信号を帰還して得られたフィードバック信号について第 2 周波数変換を行なって得られた信号に対して設けられ、前記第 2 の送信帯域用の信号を通過域に持ち、前記第 1 の送信帯域用の信号を阻止域に持つ H P F と、  
40

を備え、該 L P F の出力を前記第 1 前置歪み補償部に与え、該 H P F の出力を前記第 2 前置歪み補償部に与える、

ことを特徴とする無線通信装置。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0026】

【図 1】第 1 実施例の無線通信装置のブロック図である。

【図 2】第 1 実施例の動作説明図である。

【図 3】第 2 実施例の無線通信装置のブロック図である。

【図 4】第 2 実施例の動作説明図である。

【図 5】従来のマルチキャリア無線通信装置の構成図である。  
50

【図6】図5の動作説明図である。

【図7】歪補償部の構成例である。

【図8】従来のマルチキャリア無線通信装置の別の構成図である。

【図9】図8の動作説明図である。

【図10】低周波側及び高周波側の送信増幅器の出力線を直結(ワイヤ結合)した時に発生する相互変調歪説明図である。

【図11】相互変調歪発生原理説明図である。

【符号の説明】

【0027】

51<sub>1</sub> ~ 51<sub>2n</sub> 信号処理部

10

52a ~ 52d 合成部

53, 53 直交変調部

54, 54 歪補償部

55, 55 演算部

56, 56 D/A変換器

57, 57 ローパスフィルタ

58, 58 ミキサ

59 口一カル発振器

60, 60 送信増幅器

61 直結部(ワイヤ結合部)

20

62 方向結合器

63, 63 ミキサ

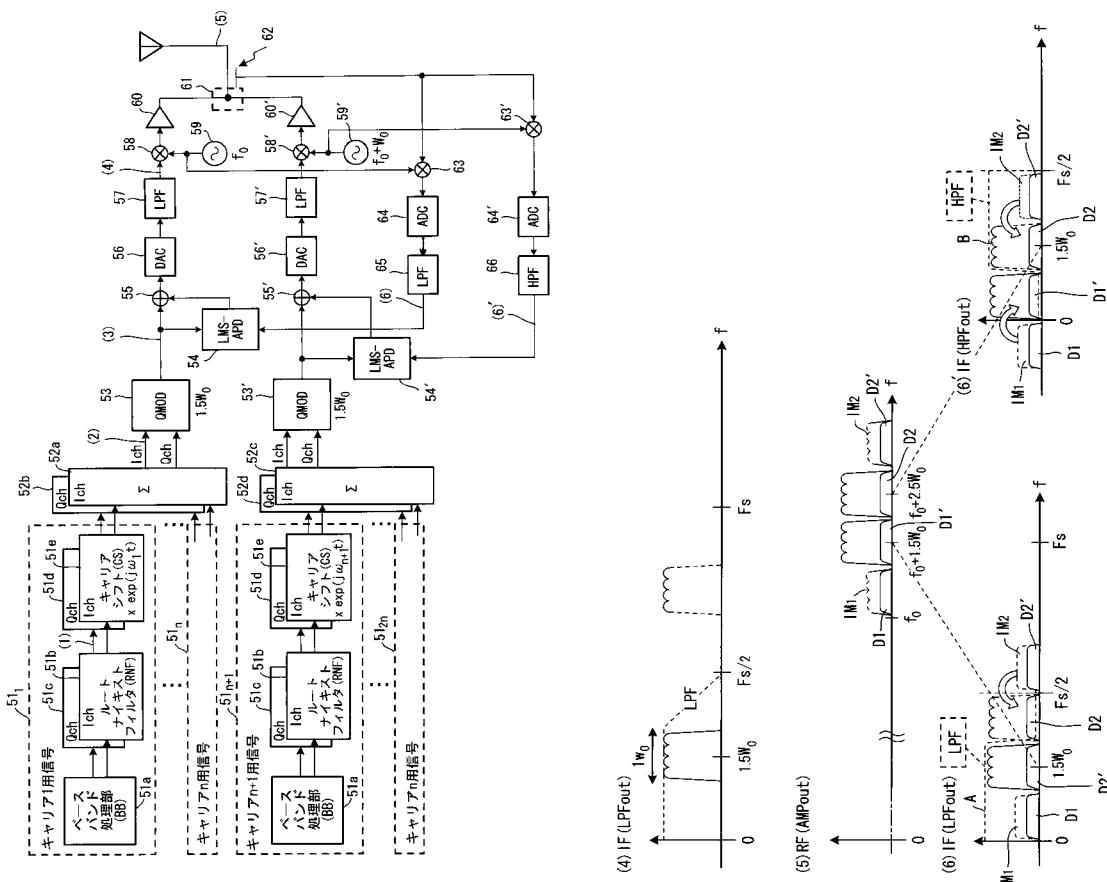
64, 64 A/D変換器

65 ローパスフィルタ

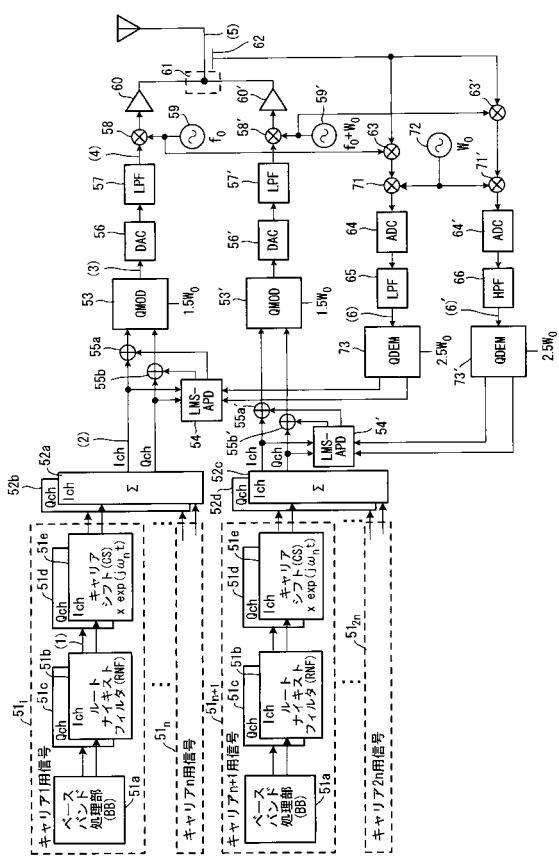
66 ハイパスフィルタ

【図1】

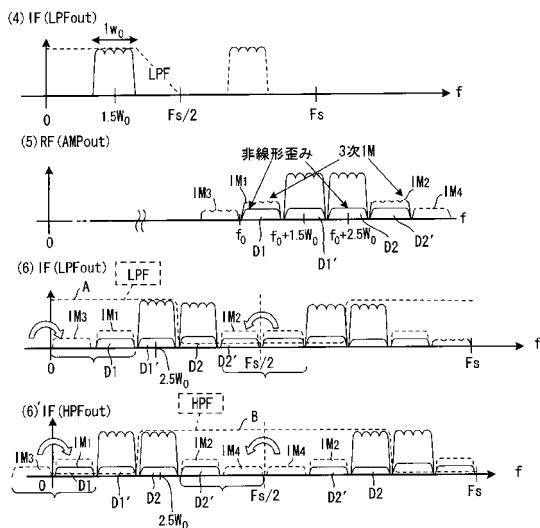
【図2】



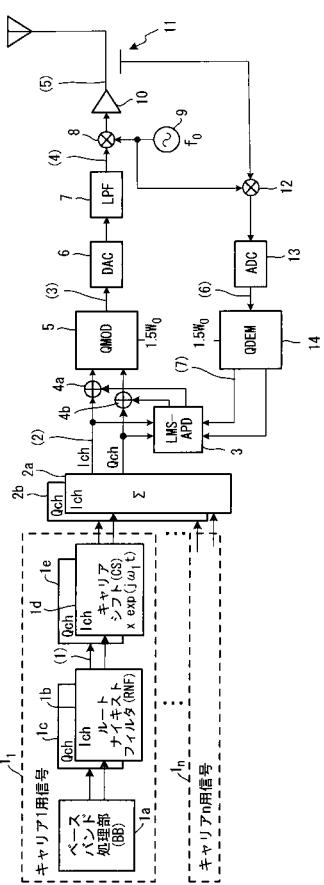
【図3】



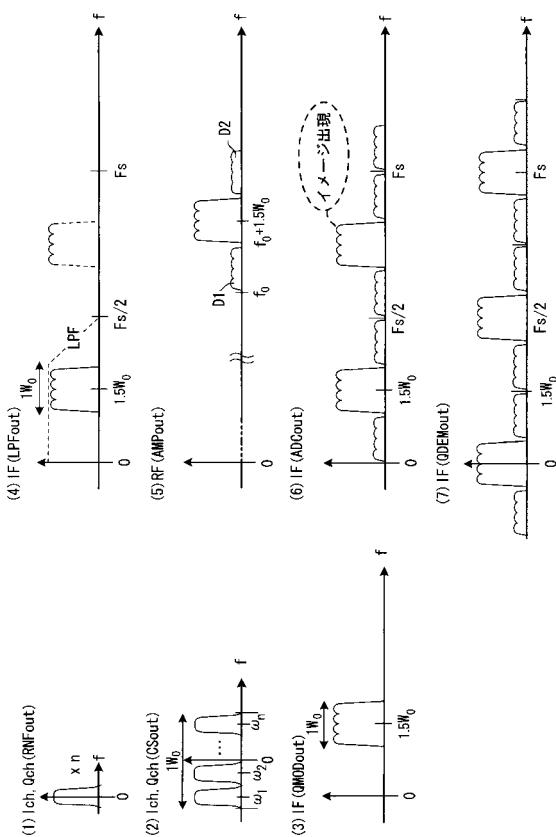
【図4】



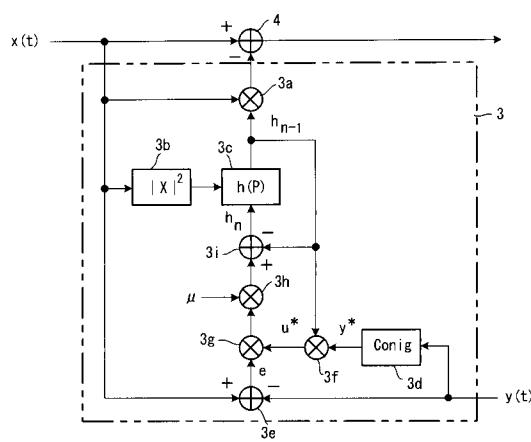
【図5】



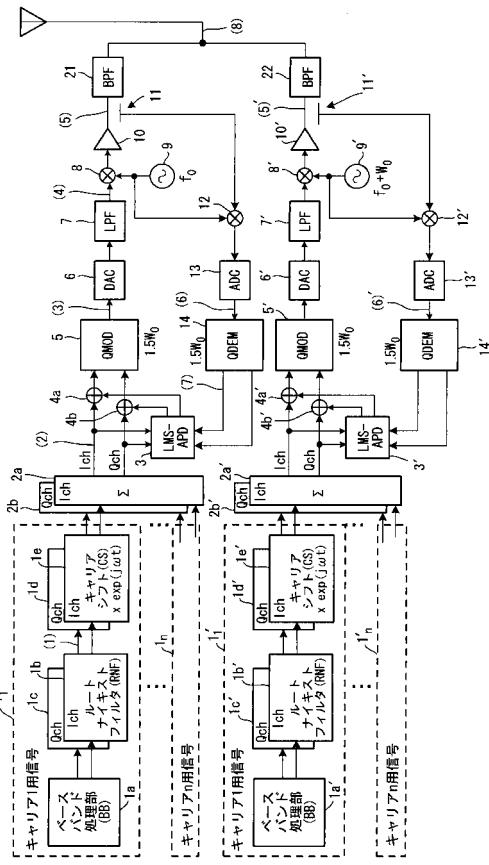
【図6】



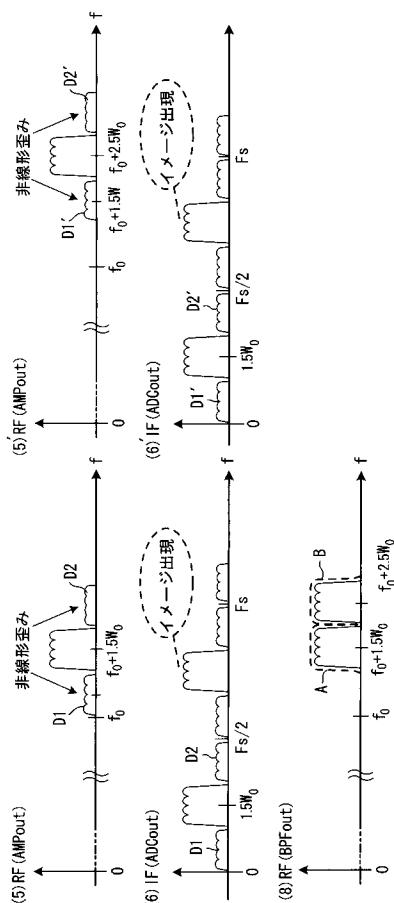
【図7】



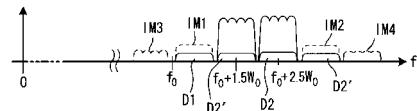
【図8】



【図9】



【図10】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2001-345718(JP,A)  
特開2002-084146(JP,A)  
国際公開第01/008319(WO,A1)  
国際公開第01/099316(WO,A1)  
特開平09-200166(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 1/02  
H04B 3/04  
H04L 27/00 - 27/38