

(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
2012 年 11 月 22 日(22.11.2012)



(10) 国際公開番号
WO 2012/157296 A1

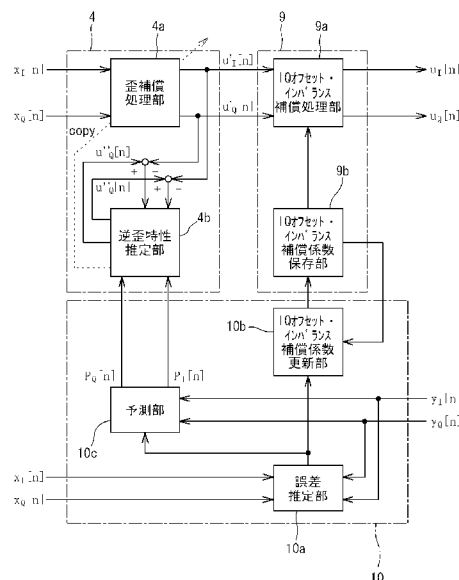
- (51) 国際特許分類:
H03F 1/32 (2006.01) *H04B 1/04* (2006.01)
H03F 3/24 (2006.01) *H04L 27/36* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/052589
- (22) 国際出願日: 2012 年 2 月 6 日(06.02.2012)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2011-108353 2011 年 5 月 13 日(13.05.2011) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 住友電気工業株式会社 (SUMITOMO ELECTRIC INDUSTRIES, LTD.) [JP/JP]; 〒5410041 大阪府大阪市中央区北浜四丁目 5 番 3 3 号 Osaka (JP).
- (72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 大西 政彦 (ONISHI, Masahiko) [JP/JP]; 〒5540024 大阪府大阪市此花区島屋一丁目 1 番 3 号 住友電気工業株式会社 大阪製作所内 Osaka (JP).
- (74) 代理人: 特許業務法人サンクレスト国際特許事務所 (SunCrest Patent and Trademark Attorneys); 〒6500023 兵庫県神戸市中央区栄町通四丁目 1 番 1 1 号 Hyogo (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, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, 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.

[続葉有]

(54) Title: AMPLIFIER CIRCUIT AND WIRELESS COMMUNICATION DEVICE

(54) 発明の名称: 増幅回路及び無線通信装置

[図2]



- 4a Distortion compensation processing unit
4b Inverted distortion property estimation unit
9a IQ offset/imbalance compensation processing unit
9b IQ offset/imbalance compensation coefficient storage unit
10a Error estimation unit
10b IQ offset/imbalance compensation coefficient update unit
10c Prediction unit

(57) Abstract: According to the present invention, a quadrature modulation error can be compensated without providing an additional feedback loop for detecting the quadrature modulation error. An amplifier circuit is provided with: a quadrature modulator (33); an amplifier (2) for amplifying a quadrature-modulated signal; a distortion compensation unit (4) for compensating the distortion of the amplifier using a first compensation coefficient; a quadrature modulation error compensation unit (9) for compensating a quadrature modulation error; an update unit (10b) for updating a second compensation coefficient for compensating the quadrature modulation error; an error estimation unit (10a) for estimating the error of the quadrature modulation error; and a prediction unit for calculating a prediction value of the output of the amplifier after the update of the second compensation coefficient. The second compensation coefficient is updated on the basis of the estimated error. The prediction value is calculated on the basis of the estimated error and the amplifier output. The distortion compensation unit (4) calculates the first compensation coefficient on the basis of the prediction value.

(57) 要約: 直交変調誤差を検出するための追加的なフィードバックループを設けなくても、直交変調誤差を補償できるようにする。増幅回路は、直交変調器 33 と、直交変調された信号を増幅する増幅器 2 と、第 1 補償係数を用いて増幅器の歪の補償をする歪補償部 4 と、直交変調誤差を補償する直交変調誤差補償部 9 と、直交変調誤差を補償するための第 2 補償係数を更新する更新部 10b と、直交変調誤差の誤差を推定する誤差推定部 10a と、第 2 補償係数の更新後における増幅器の出力の予測値を演算する予測部と、を備えている。第 2 補償係数は、推定された誤差に基づいて更新される。予測値は、推定された誤差と増幅器出力とに基づいて演算される。歪補償部 4 は、予測値に基づいて第 1 補償係数を演算する。

WO 2012/157296 A1



(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, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称：増幅回路及び無線通信装置

技術分野

[0001] 本発明は、増幅回路及び無線通信装置に関するものである。

背景技術

[0002] 高出力増幅器（High Power Amplifier、以下、「HPA」という）などの増幅器を用いて、電力を増幅する場合、増幅器の非線形な歪特性のため、所望の入出力特性を得ることができないことがある。

特に、増幅したい無線信号の周波数が高い場合には、非線形特性を補正して増幅器を線形化するために、無線信号に変換する前の周波数の低い複素 I Q ベースバンド信号に対して、特許文献 1 に示すように、前置歪補償（predistortion）を施す必要がある。

前置歪補償を行う歪補償処理部は、デジタル信号処理を用いて、増幅器の非線形歪を打ち消すための信号を生成する。

[0003] 歪補償処理部から出力された信号は、直交変調器によって直交変調され、その後、HPAにて増幅される。

ここで、直交変調器にて変調誤差が生じると、HPAの非線形歪を打ち消すための信号に、変調誤差による歪が生じる。したがって、HPAの非線形歪を打ち消すための信号が、期待されるとおりには、HPAに到達せず、HPAの非線形歪の補償特性が劣化する。

[0004] かかる直交変調誤差を補償する技術としては、特許文献 2 記載のものがある。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献1：特開 2009-194432 号公報

特許文献2：特開 2002-77285 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 特許文献 2 には、直交変調誤差を自動的に補償する技術が開示されている。特許文献 2 記載の技術では、直交変調誤差を検出するための追加的なフィードバックループが必要でハードウェアが複雑になり高コスト化を招く。

[0007] そこで、本発明は、直交変調誤差を検出するための追加的なフィードバックループを設けなくても、直交変調誤差を補償できるようにすることを目的とする。

課題を解決するための手段

[0008] (1) 本発明は、I Q ベースバンド信号を直交変調する直交変調器と、直交変調された信号を増幅する増幅器と、前記増幅器の歪を補償する第 1 補償係数を用いて、前記増幅器の歪の補償をする歪補償部と、前記歪補償部から出力された I Q ベースバンド信号に対して、直交変調誤差を補償する直交変調誤差補償部と、前記直交変調誤差補償部が直交変調誤差を補償するために用いる第 2 補償係数を更新する更新部と、前記直交変調誤差補償部から出力された I Q ベースバンド信号が、前記直交変調器にて直交変調されることによって生じる I Q ベースバンド信号の誤差を推定する誤差推定部と、前記第 2 補償係数の更新後における、前記増幅器の出力の予測値を演算する予測部と、を備えた増幅回路である。前記更新部は、推定された前記誤差に基づいて、前記第 2 補償係数を更新する。前記誤差推定部は、前記歪補償部によって補償される前の I Q ベースバンド信号と、前記増幅器の出力を直交復調した I Q ベースバンド信号と、に基づいて、前記誤差を推定する。前記予測部は、推定された前記誤差と、前記第 2 補償係数が当該誤差に基づいて更新される前における前記増幅器の出力を直交復調した I Q ベースバンド信号と、に基づいて、前記予測値を演算する。前記歪補償部は、前記予測値に基づいて、前記第 1 補償係数を演算する。

[0009] (2) 前記誤差推定部は、前記直交変調誤差補償部から出力された I Q ベースバンド信号の D A 変換及び前記直交変調器による直交変調によって生じる誤差を推定することができる。

[0010] (3) 前記誤差推定部が推定する前記誤差は、前記直交変調誤差補償部から出力された I Q ベースバンド信号の D A 変換を行う D A 変換器から前記直交変調器までに発生する D C オフセット及び／又は搬送波の漏れと、前記直交変調誤差補償部から出力された I Q ベースバンド信号の D A 変換を行う D A 変換器から前記直交変調器までに発生する I Q ゲインインバランス及び／又は直交度のずれと、を含むことができる。

[0011] (4) 他の観点からみた本発明は、前記 (1) ～ (3) いずれか 1 記載の増幅回路を備えた無線通信装置である。

[0012] (5) 他の観点から見た本発明は、 I Q ベースバンド信号を直交変調する直交変調器と、直交変調された信号を増幅する増幅器と、前記増幅器の歪を補償する第 1 補償係数を用いて、前記増幅器の歪の補償をする歪補償部と、前記歪補償部から出力された I Q ベースバンド信号に対して、前記直交変調器による直交変調誤差を補償する直交変調誤差補償部と、を備えた増幅回路を用いて信号の補償を行うための方法である。

前記方法は、前記直交変調誤差補償部から出力された I Q ベースバンド信号が、前記直交変調器にて直交変調されることによって生じる I Q ベースバンド信号の誤差を、前記歪補償部によって補償される前の I Q ベースバンド信号と、前記増幅器の出力を直交復調した I Q ベースバンド信号と、に基づいて、推定するステップと、

前記直交変調誤差補償部が直交変調誤差を補償するために用いる第 2 補償係数を、推定された前記誤差に基づいて、更新するステップと、

推定された前記誤差と、前記第 2 補償係数が当該誤差に基づいて更新される前における前記増幅器の出力を直交復調した I Q ベースバンド信号と、に基づいて、前記第 2 補償係数の更新後における、前記増幅器の出力の予測値を演算するステップと、

前記前記予測値に基づいて、前記第 1 補償係数を演算するステップと、を含む。

[0013] (6) 前記 (5) において、演算された新たな第 1 補償係数及び更新された

新たな第2補償係数は、ほぼ同時に、前記歪補償部及び前記直交変調誤差補償部によって用い始められるのが好ましい。

図面の簡単な説明

[0014] [図1]実施形態に係る増幅回路のブロック図である。

[図2]歪補償部、I Qオフセット・インバランス補償部、及び演算部のブロック図である。

[図3]直交変調誤差歪を示す図である。

[図4]増幅器の非線形歪を示す図である。

[図5]直交変調歪みと増幅器の非線形歪とが重畳された状態を示す図である。

[図6]DACから直交変調器までの経路で発生する誤差を示す図である。

[図7]DAC及び直交変調器の等価モデルである。

[図8]DAC及び直交変調器の等価モデルと当該等価モデルにおける直交変調誤差を補正するためのI Qオフセット・インバランス補償部のモデルである。

[図9]第1補償係数及び第2補償係数の演算処理を示すフローチャートである。

[図10]比較例に係る歪補償部、I Qオフセット・インバランス補償部、及び演算部のブロック図である。

発明を実施するための形態

[0015] 以下、本発明の好ましい実施形態について図面を参照しながら説明する。

[1. 増幅回路の全体構成]

図1は、実施形態に係る増幅回路1を示している。この増幅回路1は、無線基地局装置などの無線通信装置に搭載され、送信信号の増幅を行うために用いられる。なお、増幅回路1は、受信信号の増幅に用いても良い。

[0016] 図1に示す増幅回路1は、高出力増幅器(HPA)2と、可変電源3と、歪補償部4と、I Qオフセット・インバランス補償部9と、直交変調器33と、演算部10と、を備えている。

増幅器2は、入力された信号を増幅するためのものであり、信号が入力さ

れる信号入力ポート 2 a、及び、信号を出力する信号出力ポート 2 b を備えている。増幅器 2 は、さらに、電源電圧（ドレイン電圧） $V[n]$ が供給される電源ポート 2 c を備えている。

[0017] 本実施形態の増幅回路 1 は、エンベロープトラッキング駆動方式である。このため、前記可変電源 3 は、信号 $x[n]$ ($=x_1[n] + i \times x_0[n]$) のエンベロープ信号に応じて、増幅器 2 の電源ポート 2 c に供給される電源電圧 $V[n]$ を変化させる。つまり、増幅器 2 及び可変電源 3 は、エンベロープトラッキング動作する増幅器（以下、E T 増幅器）200 を構成している。増幅器 2 に供給される電源電圧が、信号 $x[n]$ のエンベロープに応じて変化することで、増幅器 2 を高効率動作させることができる。なお、増幅回路 1 は、エンベロープトラッキング駆動方式でなくてもよい。

[0018] ここで、 $*[n]$ は、サンプリング間隔 T （秒）としたときに、時刻 $n \times T$ にサンプリングしたデジタル複素ベースバンド I Q 表現の信号である。また、 $*(t)$ は、時刻 t におけるアナログ信号を示す。

[0019] 可変電源 3 は、電源電圧（ドレイン電圧） $V[n]$ を変化させるものに限らず、電源電流（ドレイン電流）を変化させるものであってもよい。以下では、可変電源 3 は、電源電圧を変化させるものとして説明するが、以下の説明において「電源電圧」とある部分を、「電源電流」と置き換えても、機能的に等価である。

[0020] 可変電源 3 に信号 $x[n]$ のエンベロープ信号を与えるため、増幅回路 1 は、信号 $x[n]$ の電力検出部 5、及び電力-電圧変換部 6 を備えている。

電力検出部 5 は、信号 $x[n]$ （I Q ベースバンド信号 $x_1[n]$ ， $x_0[n]$ ）の電力値（エンベロープ信号）を検出し、出力する。電力-電圧変換部 6 は、電力検出部 5 により検出された電力を、増幅器 2 へ供給される電源電圧値に変換する機能を有している。電力-電圧変換部 6 は、変換された電源電圧値（エンベロープ電圧値）を可変電源 3 に出力する。可変電源 3 は、変換された電源電圧値（エンベロープ電圧値）に応じて、増幅器 2 の電源ポート 2 c に供給される電圧 $V[n]$ を動的に変化させる。

[0021] なお、歪補償部 4 及び／又は電力－電圧変換部 6 の手前には、タイミング調整部 31 a, 31 b が設けられている。タイミング調整部 31 a, 31 b は、増幅回路の入力 ($x_1[n]$ 、 $x_0[n]$) から各々の経路を通して増幅器出力に到達するまでの時刻を一致させるために、タイミング調整を行う。

[0022] 図 2 に示すように、歪補償部 4 は、信号 $x[n]$ に対して前置歪補償 (Pre distortion) の処理を行う歪補償処理部 4 a と、E T 増幅器 200 の歪を補償する補償係数 (第 1 補償係数) を推定する推定部 4 b と、を備えている。歪補償処理部 4 a は、第 1 補償係数を用いて、歪補償処理を行う。

なお、本実施形態の推定部 4 b は、E T 増幅器 200 の逆特性を推定する逆歪特性推定部 4 b として構成されている。

[0023] 歪補償処理部 4 a は、推定部 4 b が推定した第 1 補償係数を用いて、信号 $x[n]$ に対して歪補償処理を行い、歪補償後の信号 $u'[n]$ ($= u'_1[n] + i \times u'_0[n]$) を出力する。E T 増幅器 200 の歪特性とは逆の特性で補償された信号を、歪特性を有する E T 増幅器 200 側へ与えることで、増幅器出力の歪を抑制できる。

逆歪特性推定部 4 b は、後述の予測部 10 c から出力された増幅器出力の予測値に基づいて、逆特性を推定する演算処理を行うことで第 1 補償係数を得る。

[0024] 歪補償部 4 (歪補償処理部 4 a) の出力側には、I Q オフセット・インバランス補償部 9 が設けられている。I Q オフセット・インバランス補償部 (直交変調誤差補償部) 9 は、歪補償部 4 から出力された I Q ベースバンド信号に対して、直交変調器 33 の I Q オフセット・インバランスを補償する処理を行う。図 2 に示すように、I Q オフセット・インバランス補償部 9 は、I Q オフセット・インバランス補償処理部 (直交変調誤差補償処理部) 9 a と、I Q オフセット・インバランス補償係数保存部 (直交変調誤差補償係数保存部) 9 b と、を備えている。

[0025] I Q オフセット・インバランス補償処理部 9 a は、I Q オフセット・インバランス補償係数保存部 9 b に保存されている I Q オフセット・インバラン

ス補償係数（第2補償係数）を用いて、歪補償後の信号 $u' [n]$ に対して、I/Qオフセット・インバランスを補償する処理を行い、補償後の信号 $u [n]$ ($= u_I [n] + i \times u_Q [n]$) を出力する。

I/Qオフセット・インバランス補償係数保存部9bに保存されているI/Qオフセット・インバランス補償係数（第2補償係数）は、後述のI/Qオフセット・インバランス補償係数更新部10bによって更新される。なお、第2補償係数が一度も更新されていない状態では、I/Qオフセット・インバランス補償係数保存部9bには、ゼロ値などの初期値が設定されている。

[0026] 図1に戻り、I/Qオフセット・インバランス補償部9の出力側には、デジタル信号 $u [n]$ をアナログ信号 $u (t)$ に変換（DA変換）するDA変換器（DAC）32a, 32bが設けられている。DAC32によって変換されたアナログI/Qベースバンド信号が、直交変調器33によって直交変調される。

直交変調後の信号は、周波数変換部34によってアップコンバートされる。アップコンバート後の信号は、1又は複数の駆動増幅器35a, 35bに与えられ、増幅される。駆動増幅器35a, 35bの出力は、ET増幅器200を構成する増幅器2に与えられる。

[0027] 増幅器2の出力信号 $y (t)$ は、カプラ36によって検出され、可変減衰器（ $1/G$ ）37を介して、周波数変換部38に与えられる。周波数変換部38は、信号をダウンコンバートする。周波数変換後の信号は、フィルタ（ローパスフィルタ又はバンドパスフィルタ）39を介して、AD変換器（ADC）40に与えられる。ADC40はアナログ信号 $y (t)$ をデジタル信号 $y [n]$ ($= G \times (y_I [n] + i \times y_Q [n])$) に変換し、その出力を信号処理部41に与える。信号処理部41は、デジタル直交復調などの信号処理を行い、デジタルI/Qベースバンド信号 $y_I [n]$, $y_Q [n]$ を、演算部10に与える。

[0028] 図2に示すように、演算部10は、誤差推定部10aと、I/Qオフセット・インバランス補償係数更新部（直交変調誤差補償係数更新部）10bと、

予測部 10c と、を備えている。

誤差推定部 10a は、I Q オフセット・インバランス補償部 9（補償処理部 9a）から出力された信号 $u_I[n]$ 、 $u_Q[n]$ が、直交変調器 33 にて直交変調されることによって生じる誤差を推定する。誤差推定部 10a は、誤差を、信号 $x_I[n]$ 、 $x_Q[n]$ 及び信号 $y_I[n]$ 、 $y_Q[n]$ に基づいて推定する。誤差の推定の仕方については、後述する。

[0029] I Q オフセット・インバランス補償係数更新部 10b は、I Q オフセット・インバランス補償係数保存部 9b に保存されている第 2 補償係数の更新を行う。I Q オフセット・インバランス補償係数更新部 10b は、I Q オフセット・インバランス補償係数保存部 9b に保存されている第 2 補償係数を、誤差推定部 10a によって推定された誤差を用いて更新する。第 2 補償係数の更新の仕方については、後述する。

[0030] 予測部 10c は、誤差によって第 2 補償係数が更新された後における増幅器 2 の出力の予測値 $P_I[n]$ 、 $P_Q[n]$ を予測する演算を行う。予測部 10c は、第 2 補償係数の更新に用いられた誤差と、第 2 補償係数が当該誤差に基づいて更新される前における増幅器 2 の出力 $y_I[n]$ 、 $y_Q[n]$ と、に基づいて、前記予測値を演算する。予測値の演算の仕方については、後述する。

[0031] ここで、図中における信号名について、以下に説明しておく。

$x[n]$ は、歪補償部 4 による歪補償前の信号であり、 $x_I[n]$ は、 $x[n]$ の実部（I-channel）であり、 $x_Q[n]$ は、 $x[n]$ の虚部（Q-channel）である。すなわち、 $x[n] = x_I[n] + i \times x_Q[n]$ である。

$u'[n]$ は、歪補償部 4 による歪補償後の信号であり、 $u'_I[n]$ は、 $u'[n]$ の実部（I-channel）であり、 $u'_Q[n]$ は、 $u'[n]$ の虚部（Q-channel）である。すなわち、 $u'[n] = u'_I[n] + i \times u'_Q[n]$ である。

[0032] $u''[n]$ は、歪補償部 4 による歪補償後の信号 $u'[n]$ のレプリカ信

号であり、 $u_1''[n]$ は、 $u''[n]$ の実部 (I-channel) であり、 $u_0''[n]$ は、 $u''[n]$ の虚部 (Q-channel) である。すなわち、 $u''[n] = u_1''[n] + i \times u_0''[n]$ である。

[0033] $u[n]$ は、I Qオフセット・インバランス補償部 9 による I Qオフセット・インバランス補償後の信号であり、 $u_1[n]$ は、 $u[n]$ の実部 (I-channel) であり、 $u_0[n]$ は、 $u[n]$ の虚部 (Q-channel) である。すなわち、 $u[n] = u_1[n] + i \times u_0[n]$ である。

[0034] $y[n]$ は、増幅器 2 の出力信号であり、 $y_1[n]$ は、 $y[n]$ の実部 (I-channel) であり、 $y_0[n]$ は、 $y[n]$ の虚部 (Q-channel) である。すなわち、 $y[n] = G \times (y_1[n] + i \times y_0[n])$ である。

[0035] $P[n]$ は、増幅器 2 の出力信号の予測値であり、 $P_1[n]$ は、 $y[n]$ の実部 (I-channel) であり、 $P_0[n]$ は、 $P[n]$ の虚部 (Q-channel) である。すなわち、 $P[n] = P_1[n] + i \times P_0[n]$ である。

[0036] [2. 直交変調誤差による歪と増幅器の非線形歪]

図 3 は、直交変調器 33 における直交変調誤差 (I Qオフセット・インバランス) による信号の歪を示している。図 3 は、正規の信号 (主信号) $x[n]$ の成分のほか、直交変調誤差による信号の歪として、ローカルリークとイメージ成分とを示している。ローカルリークは、I Qの DC オフセットのずれ及び／又は直交変調器 33 における搬送波の漏れを原因として生じる。イメージ成分は、直交変調器の直交度のずれ及び／又は I Qゲインインバランスを原因として発生する。

前記 I Qオフセット・インバランス補償部 (直交変調誤差補償部) 9 は、直交変調誤差による信号の歪であるローカルリークとイメージ成分とを除去するためのものである。

[0037] 一方、図 4 は、増幅器 2 の非線形特性により生じる歪を示している。図 4 は、正規の信号 (主信号) $x[n]$ の成分のほか、3 次歪及び 5 次歪を示し

ている。

前記歪補償部 4 は、3 次歪及び 5 次歪などの、増幅器 2 の非線形特性により生じる歪を除去するためのものである。

[0038] 図 5 に示すように、増幅回路 1 の DAC 3 2 a, 3 2 b に、歪の無い正規の信号が与えられても、その信号が、DAC 3 2 a, 3 2 b、直交変調器 3 3 及び周波数変換部 3 4 を通過することで、直交変調された主信号にローカルリークとイメージ成分とが生じる。そして、ローカルリークとイメージ成分とが生じた信号（直交変調された主信号；変調信号）が、増幅器 2 を通過することで、さらに、増幅器 2 の非線形歪が重畳される。

[0039] 図 5 では、理解の容易のため、直交変調器 3 3 の直交変調誤歪と増幅器 2 の非線形歪とを区別して描いているが、実際には、直交変調誤歪と増幅器 2 の非線形歪とのうち、電力が小さい方の歪は、電力が大きい方の歪にマスクされてしまうため、観測することができない。

したがって、単に、増幅器 2 の出力 $y(t)$ を観測しても、歪信号が、直交変調器 3 3 に起因するものなのか、増幅器 2 に起因するものなのか、区別することができない。

しかし、本実施形態の増幅回路 1 では、2 種類の異なる歪が存在する状況下においても、2 種類の歪を分離することなく、直交変調器 3 3 の補償と、増幅器 2 の補償と、を行うことができる。

[0040] [3. 補償のための演算処理]

[3. 1 QMC (Quadrature Modulator Correction; 直交変調補正) の概略]

図 6 は、DAC 3 2 a, 3 2 b から直交変調器 3 3 までの経路で発生する誤差（直交変調誤差）を示したものである。DAC 3 2 a, 3 2 b では、I Q 間でゲイン差及びオフセット差が生じ得る。また、DAC 3 2 a, 3 2 b と直交変調器 3 3 との間の配線では、I Q 間で配線遅延差が生じ得る。また、直交変調器 3 3 では、発振器から $I F_{out}(t)$ までのフィードスルー及び直交変調器 3 3 内における直交度のずれが発生し得る。

[0041] 図7は、上記のような誤差が生じるDAC32a, 32b及び直交変調器33の等価モデルを示している。なお、ここでは、信号はすべてアナログ信号として考える。

直交変調器33の出力を、 $I F_{out}(t)$ とすると、図7より、 $I F_{out}(t)$ は、次の式のように表される。

[数1]

$$\begin{aligned} IF_{out}(t) &= (g_I \cdot u_I(t) + l_I) \times \sin(\omega(t - \tau) + \alpha) + (g_Q \cdot u_Q(t) + l_Q) \times \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \\ &= (g_I \cdot u_I(t) + l_I) \cdot \cos(\alpha - \omega \cdot \tau) \times \sin(\omega t) \\ &\quad + \left\{ -(g_I \cdot u_I(t) + l_I) \cdot \sin(\alpha - \omega \cdot \tau) + g_Q \cdot u_Q(t) + l_Q \right\} \times \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned}$$

[0042] ここで、

[数2]

$$IF_{out}(t) = u_{I_out}(t) \times \sin(\omega t) + u_{Q_out}(t) \times \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

とおくと、上記2式より、下記式が得られる。

[数3]

$$\begin{aligned} \begin{cases} u_{I_out}(t) = g_I \cdot \cos(\alpha - \omega \cdot \tau) \times u_I(t) + l_I \cdot \cos(\alpha - \omega \cdot \tau) \\ u_{Q_out}(t) = -g_I \cdot \sin(\alpha - \omega \cdot \tau) \times u_I(t) + g_Q \cdot u_Q(t) + (l_Q - l_I \cdot \sin(\alpha - \omega \cdot \tau)) \end{cases} \\ \begin{pmatrix} u_{I_out}(t) \\ u_{Q_out}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_I \cdot \cos(\alpha - \omega \cdot \tau) & 0 \\ -g_I \cdot \sin(\alpha - \omega \cdot \tau) & g_Q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_I(t) \\ u_Q(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} l_I \cdot \cos(\alpha - \omega \cdot \tau) \\ l_Q - l_I \cdot \sin(\alpha - \omega \cdot \tau) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

[0043] 図8は、上記式に基づく等価モデル(DAC32a, 32b及び直交変調器33)と、当該等価モデルにおける直交変調誤差を補正するためのIQオフセット・インバランス補償部9のモデルを示している。

図8におけるIQオフセット・インバランス補償部9のモデル中に示した記号 R_{11} , R_{21} , R_{22} , $dcOffsetRe$, $dcOffsetIm$ の定義に従うと、IQオフセット・インバランス補償部9は、次の式で表現できる。

[数4]

$$\begin{pmatrix} u_I(t) \\ u_Q(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{11} & 0 \\ R_{21} & R_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u'_I(t) \\ u'_Q(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} dcOffsetRe \\ dcOffsetIm \end{pmatrix}$$

[0044] R_{11} , R_{21} , R_{22} , $dcOffsetRe$, $dcOffsetIm$ は、それぞれ、I Qオフセット・インバランス補償部9にて補償に用いられる第2補償係数（I Qオフセットインバランス補償係数）である。I Qオフセット・インバランス補償係数保存部（直交変調誤差補償係数保存部）9bでは、これらの第2補償係数を保存し、I Qオフセット・インバランス補償係数更新部（直交変調誤差補償係数更新部）10bでは、これらの第2補償係数を更新する。

[0045] 第2補償係数は、更新が複数回繰り返し行われることで、適切な値（最適値）に収束して行く。したがって、収束前の第2補償係数は、最適値に対する誤差（残差）を有する。

[0046] [3. 2 DPD (Digital Pre-Distortion; デジタル歪補償) の概略]

図2に示すように、本実施形態の歪補償部4の逆歪特性推定部4bは、歪補償部4による歪補償後の信号 u' [n]のレプリカ信号 u'' [n]を推定する。

逆歪特性推定部4bでは、増幅器2からの出力の予測値 P [n]に対して、逆歪特性推定部4bが現在有する増幅器逆モデル（第1補償係数によって示されるモデル）に基づく歪補償を行い、歪補償部4による歪補償後の信号 u' [n]のレプリカ信号 u'' [n]を求める。

[0047] そして、逆歪特性推定部4bは、歪補償部4による歪補償後の信号 u' [n]とそのレプリカ信号 u'' [n]との誤差（error）を取得し、その誤差が最小化されるように、逆モデル（第1補償係数）を最適化する。このようにして得られた逆モデル（第1補償係数）は、歪補償処理部4aにコピーされ、歪補償処理部4aにおける歪補償処理に用いられる。なお、第1補償係数も、複数回の推定が繰り返し行われることで、適切な値（最適値）に収束して行く。

また、歪補償部 4 による歪補償の方式は、上記のものに限られない。

[0048] [3. 3 第 1 補償係数及び第 2 補償係数の演算]

図 9 は、第 1 補償係数及び第 2 補償係数の演算処理を示すフローチャートである。図 9 のフローチャートは、信号処理部 4 1、演算部 1 0、逆歪特性推定部 4 b による処理を示している。信号処理部 4 1 は、図 9 のステップ S 1 及び S 2 を実行し、演算部 1 0 は、図 9 のステップ S 3 ~ S 8 を実行する。

なお、図 9 の処理は、増幅回路 1 が有する図示しないコンピュータが、コンピュータプログラムを実行することによって行われる。そのコンピュータプログラムは、増幅回路 1 が有する図示しない記憶媒体(メモリ)に格納されている。

[0049] まず、前処理として、増幅器出力の取得(ステップ S 1)と直交復調処理(ステップ S 2)などの処理が行われる。ステップ S 1 では、信号処理部 4 1 は、ADC 4 0 から出力された増幅器出力信号 $y[n]$ を取得する。ステップ S 2 では、信号処理部 4 1 は、取得した増幅器出力信号 $y[n]$ の直交復調処理を行い I Q 信号 $y_I[n]$, $y_Q[n]$ を出力する。信号処理部 4 1 が出力した I Q 信号 $y_I[n]$, $y_Q[n]$ は、演算部 1 0 に与えられる。

[0050] 演算部 1 0 は、増幅器出力の I Q 信号 $y_I[n]$, $y_Q[n]$ を取得すると、I Q オフセット・インバランス補償係数保存部 9 b から、現在適用中の第 2 補償係数 R_{11} , R_{12} , R_{21} , R_{22} , $dcOffsetRe$, $dcOffsetIm$ を取得する(ステップ S 3)。

先に演算部 1 0 が取得した増幅器出力 $y_I[n]$, $y_Q[n]$ は、演算部 1 0 が取得した第 2 補償係数を I Q オフセット・インバランス補償部 9 が用いて I Q オフセット・インバランスを補償した I Q 信号 $u_I[n]$, $u_Q[n]$ が、直交変調器 3 3 及び増幅器 2 を通過して得られた信号である。

[0051] 続いて、演算部 1 0 は、QMC__LLR (QMC_Local Leak Rejection) 処理を行う(ステップ S 4)。QMC__LLR 処理では、DAC 3 2 a, 3 2 b から直交変調器 3 3 までに発生している DC オフセット及び搬送波の漏れ

を除去することで、図3に示すローカルリークを打ち消すための第2補償係数 ($dcOffsetRe$, $dcOffsetIm$) を求める処理などをおこなう。QMC_LL R処理は、誤差推定処理 (ステップS4-1)、第2補償係数更新処理 (ステップS4-2)、予測値演算処理 (ステップS4-3) を含んでいる。

[0052] 誤差推定処理 (ステップS4-1) では、演算部10の誤差推定部10aが、IQオフセット・インバランスとして、ローカルリークを推定する。

第2補償係数が最適値であれば、IQオフセット・インバランス補償部9によって、直交変調器33による直交変調誤差歪 (IQオフセット・インバランス) が完全に打ち消され、IQオフセット・インバランスはゼロとなる。

しかし、第2補償係数が最適値に収束する前は、IQオフセット・インバランス補償部9による補償処理が行われても、第2補償係数が適切でないため、補償しきれなかったIQオフセット・インバランス (直交変調誤差) が多少残る。

[0053] そこで、ステップS4-1の誤差推定処理では、第2補償係数を最適値に近づけるため、IQオフセット・インバランスのうちローカルリーク量 (第1誤差) を推定する。ローカルリーク量は、補償前のIQ信号である $x_I[n]$, $x_Q[n]$ (歪補償前の信号) と、実際の増幅器出力のIQ信号 $y_I[n]$, $y_Q[n]$ と、を比較することで求められる。

増幅器出力にローカルリークが含まれていると、補償前のIQ信号 $x_I[n]$, $x_Q[n]$ (歪補償前の信号) のコンスタレーションのゼロ点と、増幅器出力のIQ信号 $y_I[n]$, $y_Q[n]$ のコンスタレーションのゼロ点がずれる。本実施形態では、この特性を利用して、ローカルリーク量を計算する。

[0054] 以下、現在のローカルリーク量 (第1誤差) を求めるための実際のアルゴリズムの例を示す。

[数5]

```

LocalLeak_re = 0;
LocalLeak_im = 0;
for(n = 0; n < DATALEN; n++)
    LocalLeak_re += (Rxsig_re[n] - Refsig_re[n])
    LocalLeak_im += (Rxsig_im[n] - Refsig_im[n])
end
LocalLeak_re /= DATALEN;
LocalLeak_im /= DATALEN;

```

[0055] 上記アルゴリズム中の演算子の用法は、C言語のような一般的なプログラミング言語における演算子の用法に従っている（以下、同様）。

上記のアルゴリズム中の変数の意味を下記に示す（以下、同様）。

LocalLeak_re : d c O f f s e t R e（ローカルリーク量（複素数）の実部）

LocalLeak_im : d c O f f s e t I m（ローカルリーク量（複素数）の虚部）

```

Refsig_re    :  $x_I[n]$ 
Refsig_im    :  $x_Q[n]$ 
Rxsig_re     :  $y_I[n]$ 
Rxsig_im     :  $y_Q[n]$ 
DATALEN      : データの数

```

[0056] 上記のアルゴリズムでは、簡易化のため、補償前のI/Q信号である $x_I[n]$ ， $x_Q[n]$ （歪補償前の信号）と、実際の増幅器出力のI/Q信号 $y_I[n]$ ， $y_Q[n]$ と、の差の平均値を、ゼロ点のずれ量とみなしている。

[0057] 上記のアルゴリズムでは、最初の2行は、ローカルリーク量をゼロに初期化する処理である。

続く4行が、 $x_I[n]$ ， $x_Q[n]$ と、 $y_I[n]$ ， $y_Q[n]$ との差の総和を求める演算である。

最後の2行が、求めた総和をデータ数（DATALEN）で割って、 $x_I[n]$ ， x

$y_0[n]$ と、 $y_I[n]$ 、 $y_Q[n]$ との差の平均値を求める演算である。

[0058] 上記アルゴリズムの実行後の、LocalLeak_re及びLocalLeak_imが、増幅器出力 $y_I[n]$ 、 $y_Q[n]$ に含まれる現在のローカルリーク量を示している。

ここで、増幅器出力は、現在適用中の第2補償係数でI/Qオフセット・インバランスが補償された信号が直交変調器33などを通過して得られたものである。したがって、上記アルゴリズムで得られた現在のローカルリーク量LocalLeak_re、LocalLeak_imは、直交変調器33によって実際に生じるローカルリーク全体の量ではなく、最適値ではない第2補償係数によって誤差として残ったローカルリーク量である。

[0059] 第2補償係数更新処理（ステップS4-2）では、I/Qオフセット・インバランス補償係数更新部10bが、ステップS4-1で求められたローカルリーク量（第1誤差）を用いて、ローカルリークを打ち消すための第2補償係数であるdcOffsetRe、dcOffsetImを更新する。

本実施形態において、ローカルリークに関する第2補償係数dcOffsetRe、dcOffsetImは、繰り返し求めた複数のローカルリーク量（第1誤差）の累積値（積分値）として求められる。

したがって、第2補償係数更新処理（ステップS4-2）では、I/Qオフセット・インバランス補償部9において現在用いられているdcOffsetRe、dcOffsetImに、今回求めたローカルリーク量を打ち消すための値（典型的には、ローカルリーク量の正負を逆にした値）を加算する。これにより、dcOffsetRe、dcOffsetImの更新値が得られる。ただし、ステップS4-2の演算が完了しても、dcOffsetRe、dcOffsetImの更新値は、I/Qオフセット・インバランス補償係数保存部9bに保存されるだけで、I/Qオフセット・インバランス補償処理部9aには転送されない。つまり、この時点では、dcOffsetRe、dcOffsetImの更新値は、まだ、I/Qオフセット・インバランス補償処理部9aにおいて用いられない。

[0060] 以下に、ステップS4-2の第2補償係数更新処理における更新式を示す

。

[数6]

$QMCCoeffI[2] := LocalLeak_re;$

$QMCCoeffQ[2] := LocalLeak_im;$

[0061] 上記の更新式における変数の意味を下記に示す。

$QMCCoeffI[2] : dcOffsetRe$

$QMCCoeffQ[2] : dcOffsetIm$

[0062] 上記更新式では、 $LocalLeak_re$ 、 $LocalLeak_im$ が、 $QMCCoeffI[2]$ 、 $QMCCoeffQ[2]$ に加算される。なお、 $QMCCoeffI[2]$ 、 $QMCCoeffQ[2]$ は、ローカルリークを打ち消すための値であるため、上記更新式の右辺の値のマイナス値が加算される。

[0063] 予測値演算処理（ステップS4-3）では、第1補償係数の演算のため、増幅器2の出力の予測値 $P_I[n]$ 、 $P_Q[n]$ を予測する演算（予測値演算の前半）を行う。ステップS4-3の時点では、第2補償係数（ $dcOffsetRe$ 、 $dcOffsetIm$ ）の更新結果は、I/Qオフセット・インバランス補償部9側に反映されておらず、第2補償係数（ $dcOffsetRe$ 、 $dcOffsetIm$ ）更新後の増幅器出力 $y_I[n]$ 、 $y_Q[n]$ も得られていない。

このため、予測値演算処理（ステップS4-3）では、誤差に基づいて第2補償係数（ $dcOffsetRe$ 、 $dcOffsetIm$ ）が更新された後における増幅器出力の予測値 $P_I[n]$ 、 $P_Q[n]$ を求め、この予測値を、第1補償係数の演算に用いる。

[0064] 具体的には、予測値演算処理（ステップS4-3）では、増幅器出力のI/Q信号 $y_I[n]$ 、 $y_Q[n]$ から、ローカルリーク量を引く演算が行われる。その演算式を、以下に示す。なお、ステップS4-3で求めた予測値は、予測値としての演算途中のもの（仮の予測値）であり、最終的な予測値ではない。最終的な予測値は、後述のステップS5-3で得られる。

[数7]

```
for (n = 0; n < DATALEN; n++)
  P_re[n] = Rxsig_re[n] - LocalLeak_re;
  P_im[n] = Rxsig_im[n] - LocalLeak_im;
end
```

[0065] 上記の演算式における変数の意味を下記に示す。

P_re : P_I [n]

P_im : P_Q [n]

[0066] 次に、演算部10は、QMC__IR (QMC_image Rejection) 処理を行う（ステップS5）。QMC__IR処理は、DAC32a, 32bから直交変調器33までに発生しているIQゲインインバランスと直交度のずれを除去し、図3に示すイメージ成分を打ち消すための第2補償係数（R₁₁, R₂₁, R₂₂）を求めるための処理などを行う。QMC__IR処理は、誤差推定処理（ステップS5-1）、第2補償係数更新処理（ステップS5-2）、予測値演算処理（ステップS5-3）を含んでいる。

[0067] ステップS5-1の誤差推定処理では、第2補償係数を最適値に近づけるため、演算部10の誤差推定部10aが、IQオフセット・インバランスのうち、IQゲインインバランスと直交度のずれ（第2誤差）を推定する。

[0068] IQゲインインバランスと直交度のずれに関して、補償前のIQ信号Refsig_re (x_I), Refsig_im (x_Q [n])、及び、増幅器出力のIQ信号Rxsig_re (y_I), Rxsig_im (y_Q [n])は、下記のように表すことができる。

[数8]

$$\begin{pmatrix} Rxsig_re[n] \\ Rxsig_im[n] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Rtmp_{11} & 0 \\ Rtmp_{21} & Rtmp_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Refsig_re[n] \\ Refsig_im[n] \end{pmatrix}$$

[0069] そして、上記式中のR_{tmp21}, R_{tmp21}, R_{tmp22}を、

[数9]

$$Rtmp_{11} \cdot Rtmp_{22} = 1$$

という関係となることを踏まえて推定することで、IQゲインインバランス

と直交度のずれを補償することができる。

[0070] まず、直交度のずれ R_{tmp21} , R_{tmp22} は、

[数10]

$$R_{xsig_im}[n] = R_{tmp21} \cdot Refsig_re[n] + R_{tmp22} \cdot Refsig_im[n]$$

を最小二乗法（正規方程式）で解くことで得られる。

[0071] 以下に、 R_{tmp21} , R_{tmp22} を求めるためのアルゴリズム（最小二乗法）の例を示す。

[数11]

$X1Y = 0; X2Y = 0; X1X1 = 0; X1X2 = 0; X2X2 = 0;$

$for(n = 0; n < DATALEN; n++)$

$X1Y += Refsig_re[n] \times R_{xsig_im}[n];$

$X2Y += Refsig_im[n] \times R_{xsig_im}[n];$

$X1X1 += Refsig_re[n] \times Refsig_re[n];$

$X1X2 += Refsig_re[n] \times Refsig_im[n];$

$X2X2 += Refsig_im[n] \times Refsig_im[n];$

end

$$R_{tmp21} = -\frac{(X2X2) \times X1Y - X1X2 \times X2Y}{(X1X2)^2 - X1X1 \times X2X2};$$

$$R_{tmp22} = -\frac{(X1X1) \times X2Y - X1X2 \times X1Y}{(X1X2)^2 - X1X1 \times X2X2};$$

[0072] ここで、I Qゲインインバランス R_I , R_Q を求める。 R_I は、I 信号の平均のゲインであり、 R_Q は、Q 信号の平均ゲインである。なお、一組の I Q 信号が通過する増幅器 2 にかかるエンベロープ電圧は同じであるから、増幅器 2 で発生する平均ゲインは、I Q とともに同じとなるはずである。

[0073] I Qゲインインバランス R_I , R_Q は、以下のようにして算出される。なお、 $R_I = R_{tmp11}$ である。

[数12]

```

RefPowerI = 0; RefPowerQ = 0;
RxPowerI = 0; RxPowerQ = 0;
for(n = 0; n < DATALEN; n++)
    RefPowerI += Refsig_re[n] × Refsig_re[n];
    RefPowerQ += Refsig_im[n] × Refsig_im[n];
    RxPowerI += Rxsig_re[n] × Rxsig_re[n];
    RxPowerQ += Rxsig_im[n] × Rxsig_im[n];
end

$$R_I = \sqrt{\frac{RefPowerI}{RxPowerI}};$$


$$R_Q = \sqrt{\frac{RefPowerQ}{RxPowerQ}};$$


```

[0074] 続いて、先に求めた直交度のずれ R_{tmp21} , R_{tmp22} を、次のように、 R_Q で正規化する。

[数13]

$$Norm_Q = \frac{R_Q}{\sqrt{R_{tmp21} \times R_{tmp21} + R_{tmp22} \times R_{tmp22}}};$$

$$R_{tmp21} = Norm_Q \times R_{tmp21};$$

$$R_{tmp22} = Norm_Q \times R_{tmp22};$$

[0075] ステップ S 5 - 2 の第 2 補償係数更新処理では、I Q オフセット・インバランス補償係数更新部 10 b が、ステップ S 5 - 1 で求められた R_{tmp21} , R_{tmp22} , R_I を用いて、イメージ成分を打ち消すための第 2 補償係数である R_{11} , R_{21} , R_{22} を更新する。

[0076] 以下に、ステップ S 5 - 2 の第 2 補償係数更新処理における更新式を示す。なお、 $Norm_R$ は、直交変調器を補正する補償行列のノルムを 1 に維持して正規化するための変数である。

[数14]

$$NormR = (R_I \times QMCCoeffI[0]) \times (Rtmp_{22} \times QMCCoeffQ[1]);$$

$$QMCCoeffI[0] = \frac{R_I \times QMCCoeffI[0]}{NormR};$$

$$QMCCoeffI[1] = \frac{-Rtmp_{21} \times \alpha \times QMCCoeffI[0] + Rtmp_{22} \times QMCCoeffI[1]}{NormR};$$

$$QMCCoeffQ[1] = \frac{Rtmp_{22} \times QMCCoeffQ[1]}{NormR};$$

なお、 α は、 $0 < \alpha \leq 1$ の調整パラメータである。

[0077] 上記の更新式における変数の意味を下記に示す。

QMCCoeffI[0] : R_{11}

QMCCoeffI[1] : R_{21}

QMCCoeffQ[1] : R_{22}

[0078] ステップS5-3の予測値演算処理では、第1補償係数の演算のため、増幅器2の出力の予測値 $P_I[n]$ 、 $P_Q[n]$ を予測する演算（予測値演算の後半）を行う。

ここでは、ステップS4-3で求めた仮の予測値に対して、ステップS5-1で求められた R_{tmp21} 、 R_{tmp22} 、 R_I を加味して、最終的な予測値 $P_I[n]$ 、 $P_Q[n]$ を得る。そのための演算式を下記に示す。

なお、 $Norm_R$ も、 $NormR$ と同様に正規化のための変数である。

下記式では、正規化された R_{tmp21} 、 R_{tmp22} 、 R_I に基づいて、最終的な予測値 $P_I[n]$ 、 $P_Q[n]$ が得られる。

[0079]

[数15]

$$Norm_R = R_I \times Rtmp_{22};$$

$$R_I = \frac{R_I}{Norm_R};$$

$$Rtmp_{21} = \frac{Rtmp_{21}}{Norm_R}; Rtmp_{22} = \frac{Rtmp_{22}}{Norm_R};$$

for (n = 0; n < DATALEN; n++)

$$P_re[n] = R_I \times P_re[n];$$

$$P_im[n] = -Rtmp_{21} \times P_re[n] + Rtmp_{22} \times P_im[n];$$

end

[0080] 続いて、逆歪特性推定部4 bは、ステップS 5－3で得られた予測値 $P_I[n]$, $P_Q[n]$ を用いて、第1補償係数の推定を行う（ステップS 6）。逆歪特性推定部4 bでは、実際の増幅器2の出力 $y_I[n]$, $y_Q[n]$ を用いるのではなく、第2補償係数が更新された後の増幅器出力の予測値 $P_I[n]$, $P_Q[n]$ を用いて、第1補償係数を求める。

これにより、逆歪特性推定部4 bが推定する第1補償係数は、第2補償係数の更新後において、適切な値となる。

[0081] ステップS 6で算出された第1補償係数と、ステップS 4－2及びS 5－2で更新された第2補償係数 R_{11} , R_{12} , R_{21} , R_{22} , $dcOffsetRe$, $dcOffsetIm$ とは、それぞれ、ほぼ同時に、歪補償処理部4 a及びI Qオフセット・インバランス補償処理部9 aに転送される（ステップS 7 , S 8）。これにより、第1補償係数と第2補償係数は、それぞれ、歪補償処理部4 a及びI Qオフセット・インバランス補償処理部9 aにおいて、補償のために、ほぼ同時に用い始められる。新たな第1補償係数及び第2補償係数を、ほぼ同時に用い始めることで、新旧の補償係数の混在を回避して、適切な補償が行える。なお、図9では、ステップS 7 , S 8が順次実行されているが、連続して行われるため、実質的に同時であると考えて良い。

また、更新された第2補償係数は、I Qオフセット・インバランス補償係数保存部9 bに保存される。

[0082] 図10は、図2において、予測部10cを設けない場合のブロック図を示している。図10の場合、逆歪特性推定部4bは、増幅器2の出力 $y_I[n]$ ， $y_Q[n]$ を用いて、第1補償係数を求めることになる。

ここで、歪補償部4は、増幅器2の歪補償という側面が大きいものの、その原理上、歪補償部4より後段側（増幅器2側）のすべての回路素子の非線形特性を補償するものである。そして、本実施形態の増幅回路1では、歪補償部4の後段に、IQオフセット・インバランス補償部9が存在する。このため、IQオフセット・インバランス補償部9が用いる第2補償係数の変動は、歪補償部4における補償の適切さに大きく影響する。

[0083] そして、増幅器2の出力 $y_I[n]$ ， $y_Q[n]$ は、第2補償係数を更新する前のものであるから、図10のように、逆歪特性推定部4bが、増幅器2の出力 $y_I[n]$ ， $y_Q[n]$ を用いて、第1補償係数を求めると、この第1補償係数は、第2補償係数を更新する「前」における「歪補償部4より後段側の回路素子の非線形特性」を補償するものとなる。

しかし、第1補償係数と第2補償係数とはほぼ同時に用い始められるため、第1補償係数が用いられる際には、第2補償係数を更新した「後」における「歪補償部4より後段側の回路素子の非線形特性」を補償する必要がある。

このように、図10の場合、歪補償部4が補償しようとする非線形特性と、実際の非線形特性とが異なるものとなるため、第1補償係数の推定を繰り返しても、第1補償係数を収束させるのが非常に困難となったり、かえって補償性能が劣化する。

[0084] これに対して、図2に示すように、歪特性推定部4bが、第2補償係数の更新後の増幅器出力の予測値 $P_I[n]$ ， $P_Q[n]$ を用いて、第1補償係数の推定を行うと、歪補償部4が補償しようとする非線形特性と、実際の非線形特性とがほぼ一致するため、歪補償処理部4は、効率的に適切な補償を行うことができる。

[0085] なお、誤差推定部10aは、第1補償係数更新前の増幅器2の出力 $y_I[n]$

], $y_q[n]$ を用いて誤差を計算し、I Q オフセット・インバランス補償係数更新部 10b は、その誤差を用いて第2補償係数を更新しているが、誤差推定及び第2補償係数更新の原理上、非線形歪の存在は、誤差推定及び第2補償係数更新の演算に影響を与えないため、問題とならない。

[0086] ちなみに、増幅器2の非線形特性により生じる歪と、直交変調器33における直交変調誤差（I Q オフセット・インバランス）による信号の歪とは、前者の方が大きい。したがって、図9に示す演算の繰り返しの初期段階では、増幅器出力において、直交変調器33における直交変調誤差歪は、増幅器2の非線形歪にマスクされていることになる。

したがって、図9に示す演算によって、第2補償係数の更新を行っても、初期値からほとんど更新されず（誤差がほぼゼロ）、第1補償係数だけが更新される状態が続く。

そして、第1補償係数が最適値に収束していくにつれて、増幅器2の非線形歪が低減され、マスクされていた直交変調誤差歪が、増幅器出力において観測されるようになる（図5参照）。これにより、直交変調誤差歪が補償される。

このように、本実施形態の増幅回路1では、直交変調誤差歪と増幅器2の非線形歪のうち、大きい方が補償され、補償の繰り返し演算によって、両者の歪みが少しずつ補償されていく。

[0087] [4. 付記]

なお、今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は、上記した意味ではなく、特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味、及び範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

符号の説明

[0088] 1 増幅回路
2 増幅器
2a 信号入力ポート

- 2 b 信号出力ポート
- 2 c 電源ポート
- 3 可変電源
- 4 歪補償部
 - 4 a 補償処理部
 - 4 b 逆歪特性推定部
- 5 電力検出部
- 6 電力－電圧変換部
- 9 I Qオフセット・インバランス補償部（直交変調誤差補償部）
 - 9 a I Qオフセット・インバランス補償処理部（直交変調誤差補償処理部）
 - 9 b I Qオフセット・インバランス補償係数保存部（直交変調誤差補償係数保存部）
- 10 演算部
 - 10 a 誤差推定部
 - 10 b I Qオフセット・インバランス補償係数更新部（直交変調誤差補償係数更新部）
 - 10 c 予測部
- 31 a, 31 b タイミング調整部
- 33 直交変調器
- 34 周波数変換部
- 35 a, 35 b 駆動増幅器
- 36 カプラ
- 37 可変減衰器
- 38 周波数変換部
- 39 フィルタ
- 41 信号処理部
- 200 E T増幅器

請求の範囲

[請求項1]

I Q ベースバンド信号を直交変調する直交変調器と、
直交変調された信号を増幅する増幅器と、
前記増幅器の歪を補償する第1補償係数を用いて、前記増幅器の歪の補償をする歪補償部と、
前記歪補償部から出力されたI Q ベースバンド信号に対して、直交変調誤差を補償する直交変調補償部と、
前記直交変調誤差補償部が直交変調誤差を補償するために用いる第2補償係数を更新する更新部と、
前記直交変調誤差補償部から出力されたI Q ベースバンド信号が、前記直交変調器にて直交変調されることによって生じるI Q ベースバンド信号の誤差を推定する誤差推定部と、
前記第2補償係数の更新後における、前記増幅器の出力の予測値を演算する予測部と、
を備え、
前記更新部は、推定された前記誤差に基づいて、前記第2補償係数を更新し、
前記誤差推定部は、前記歪補償部によって補償される前のI Q ベースバンド信号と、前記増幅器の出力を直交復調したI Q ベースバンド信号と、に基づいて、前記誤差を推定し、
前記予測部は、推定された前記誤差と、前記第2補償係数が当該誤差に基づいて更新される前における前記増幅器の出力を直交復調したI Q ベースバンド信号と、に基づいて、前記予測値を演算し、
前記歪補償部は、前記予測値に基づいて、前記第1補償係数を演算する
ことを特徴とする増幅回路。

[請求項2]

前記誤差推定部は、前記直交変調誤差補償部から出力されたI Q ベースバンド信号のD A変換及び前記直交変調器による直交変調によっ

て生じる誤差を推定する

請求項 1 記載の増幅回路。

[請求項3] 前記誤差推定部が推定する前記誤差は、

前記直交変調誤差補償部から出力された I Q ベースバンド信号の D A 変換を行う D A 変換器から前記直交変調器までに発生する D C オフセット及び／又は搬送波の漏れと、

前記直交変調誤差補償部から出力された I Q ベースバンド信号の D A 変換を行う D A 変換器から前記直交変調器までに発生する I Q ゲインインバランス及び／又は直交度のずれと、

を含む

請求項 1 又は 2 記載の増幅回路。

[請求項4] 請求項 1 記載の増幅回路を備えた無線通信装置。

[請求項5] I Q ベースバンド信号を直交変調する直交変調器と、

直交変調された信号を増幅する増幅器と、

前記増幅器の歪を補償する第 1 補償係数を用いて、前記増幅器の歪の補償をする歪補償部と、

前記歪補償部から出力された I Q ベースバンド信号に対して、直交変調誤差を補償する直交変調誤差補償部と、

を備えた増幅回路を用いて信号の補償を行うための方法であって、

前記直交変調誤差補償部から出力された I Q ベースバンド信号が、前記直交変調器にて直交変調されることによって生じる I Q ベースバンド信号の誤差を、前記歪補償部によって補償される前の I Q ベースバンド信号と、前記増幅器の出力を直交復調した I Q ベースバンド信号と、に基づいて、推定するステップと、

前記直交変調誤差補償部が直交変調誤差を補償するために用いる第 2 補償係数を、推定された前記誤差に基づいて、更新するステップと、

推定された前記誤差と、前記第 2 補償係数が当該誤差に基づいて更

新される前における前記増幅器の出力を直交復調した I Q ベースバンド信号と、に基づいて、前記第 2 補償係数の更新後における、前記増幅器の出力の予測値を演算するステップと、

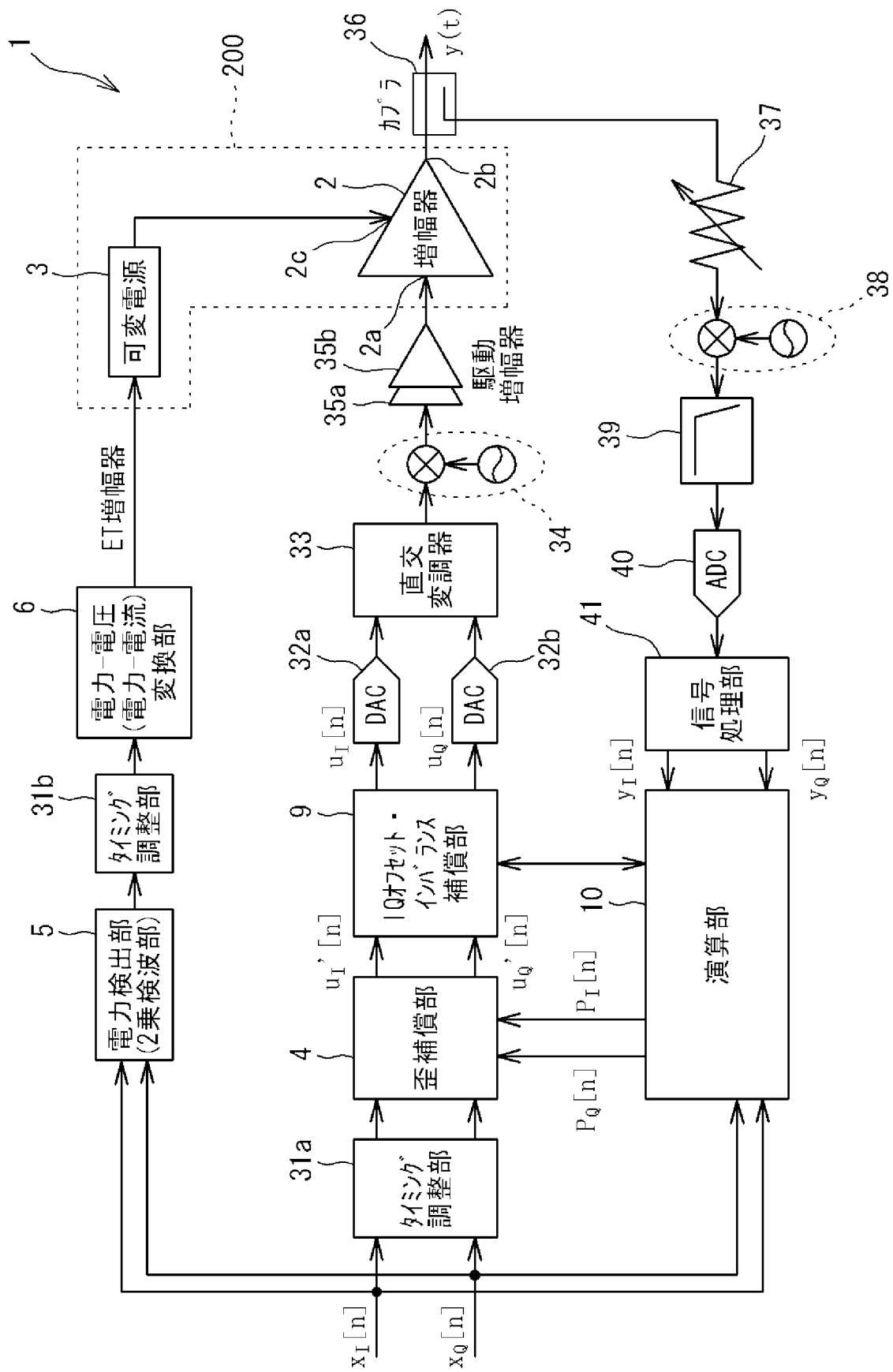
前記前記予測値に基づいて、前記第 1 補償係数を演算するステップと、

を含むことを特徴とする方法。

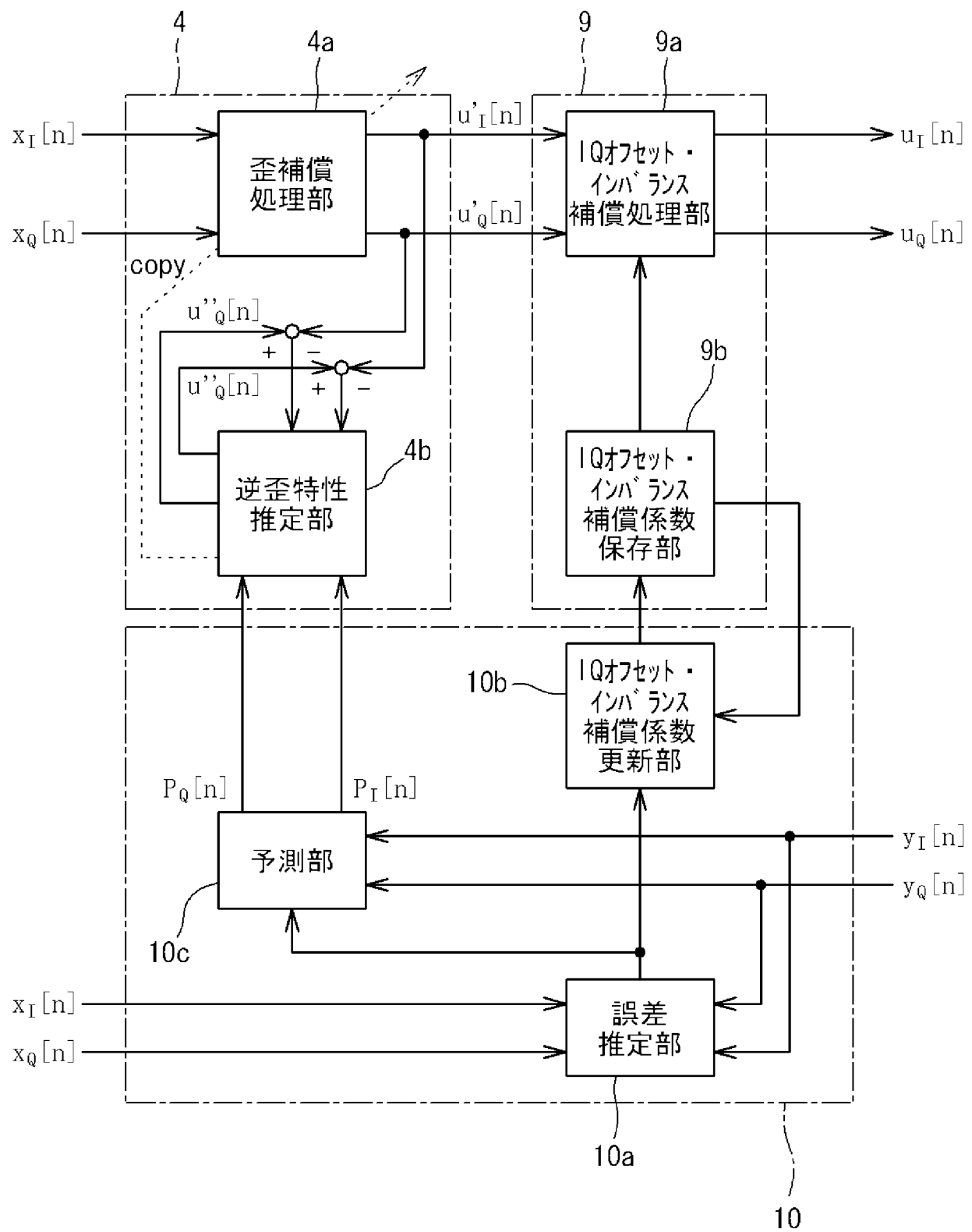
[請求項 6] 演算された新たな第 1 補償係数及び更新された新たな第 2 補償係数は、ほぼ同時に、前記歪補償部及び前記直交変調誤差補償部によって用い始められる

請求項 5 記載の方法。

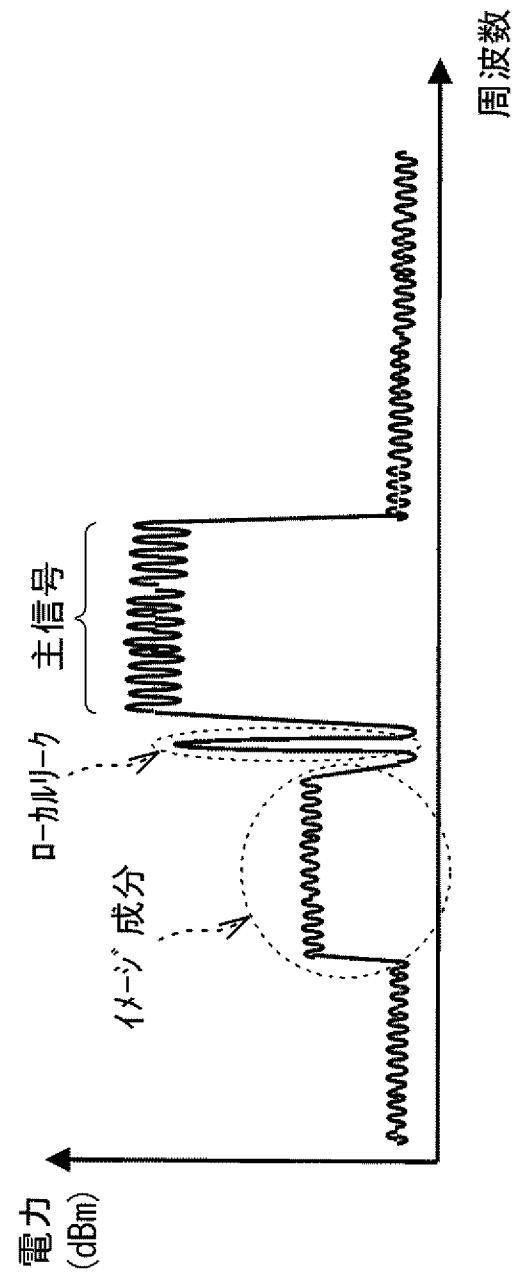
[図1]



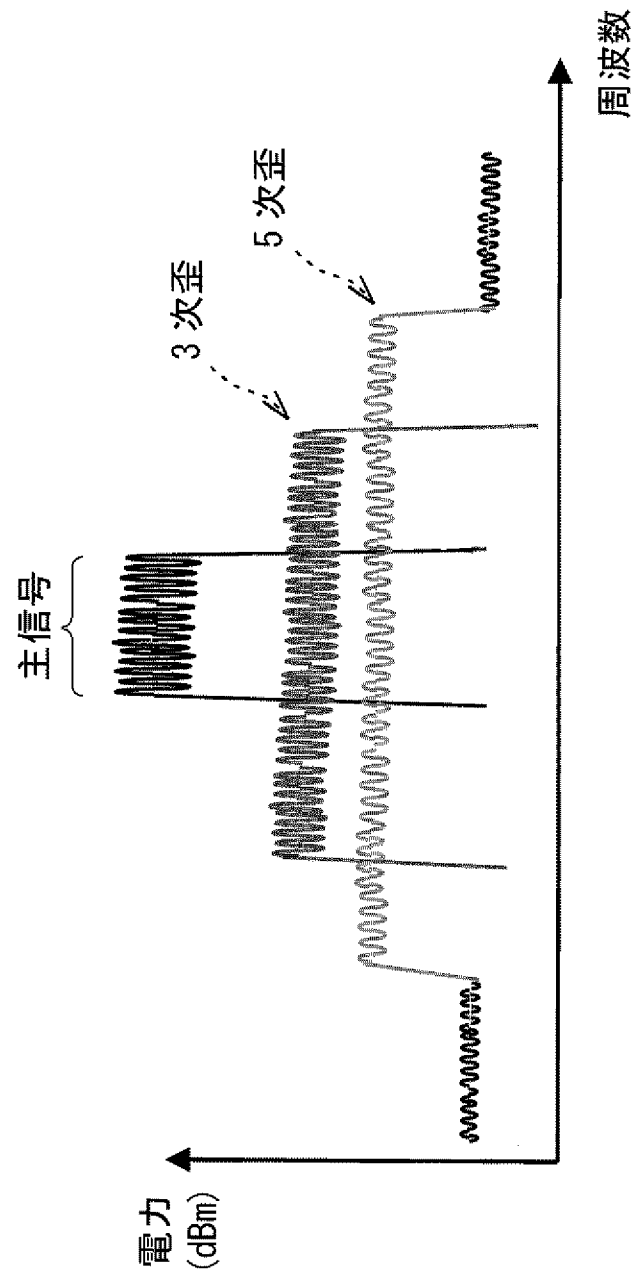
[図2]



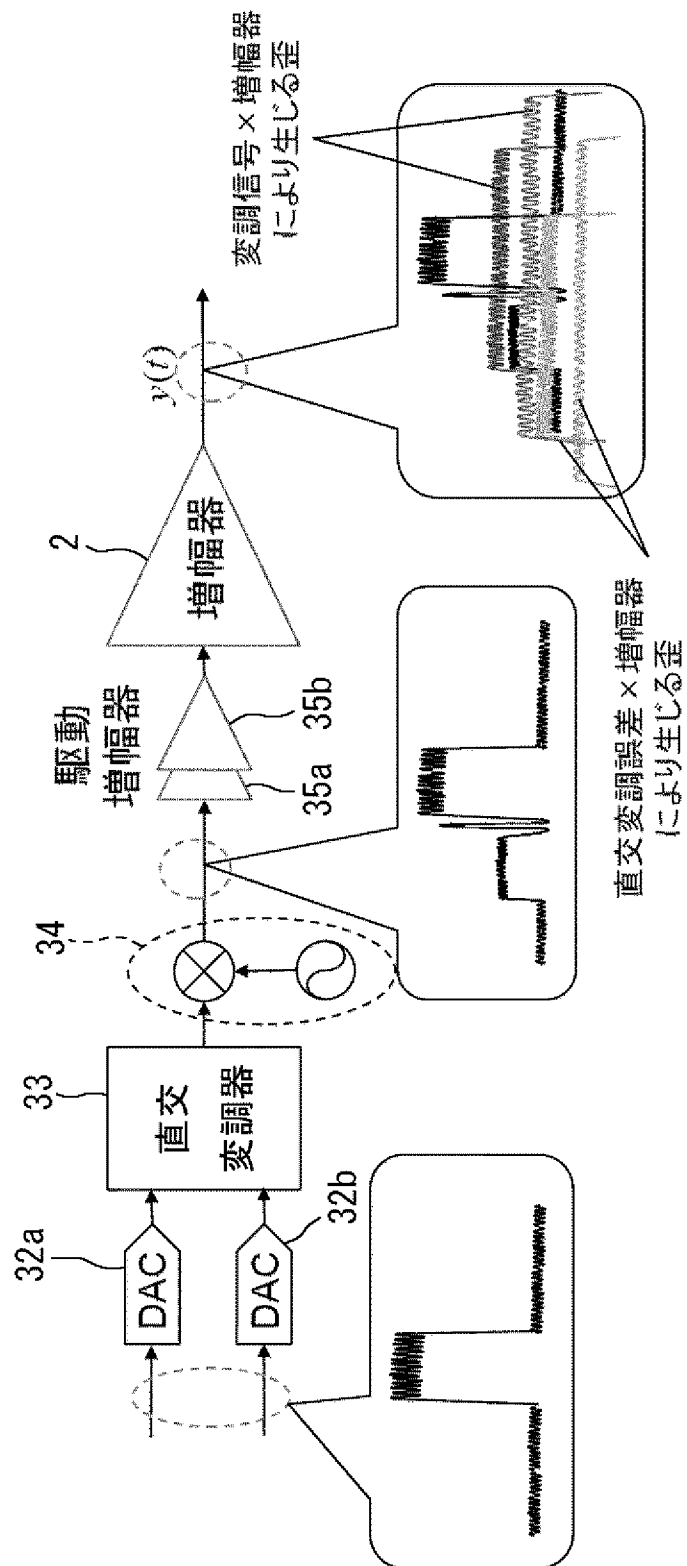
[図3]



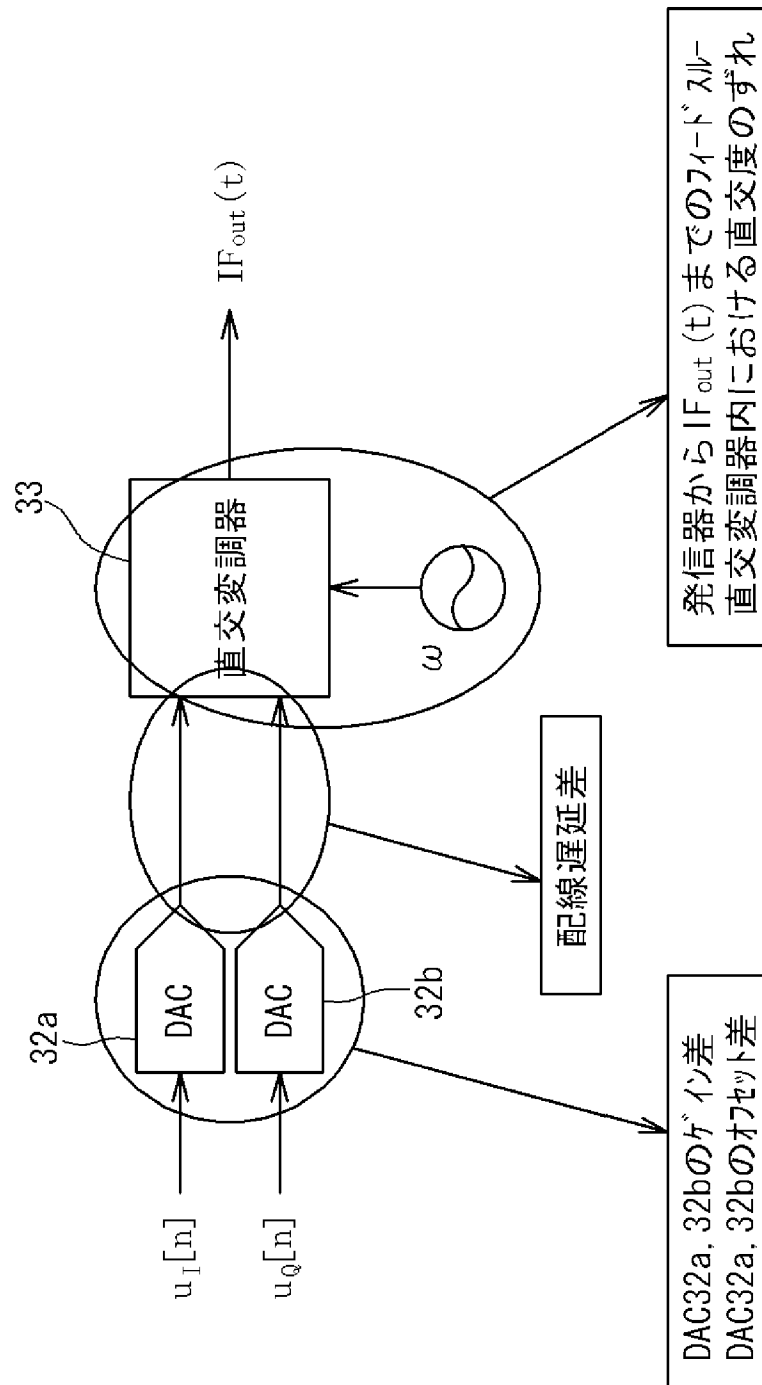
[図4]



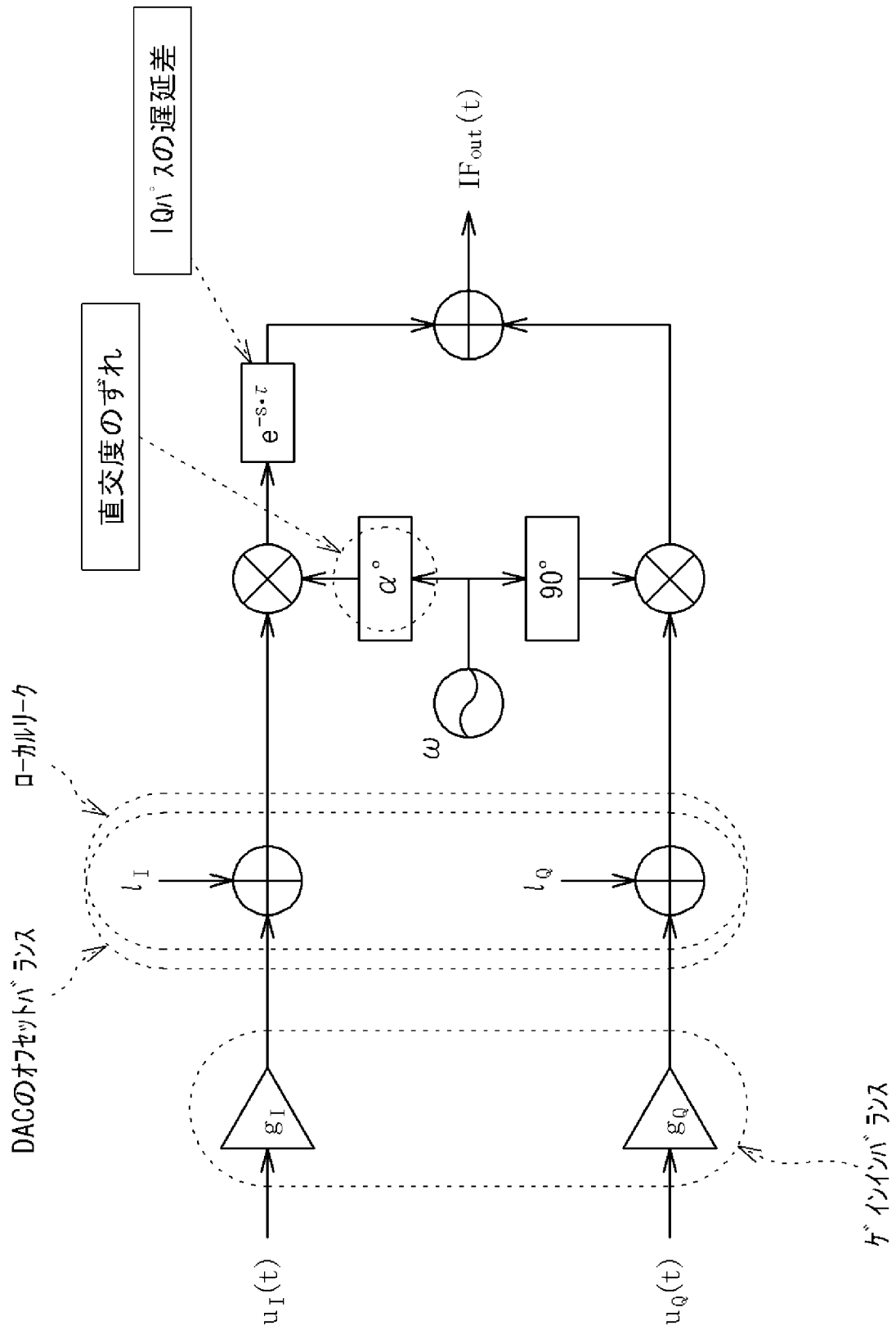
[図5]



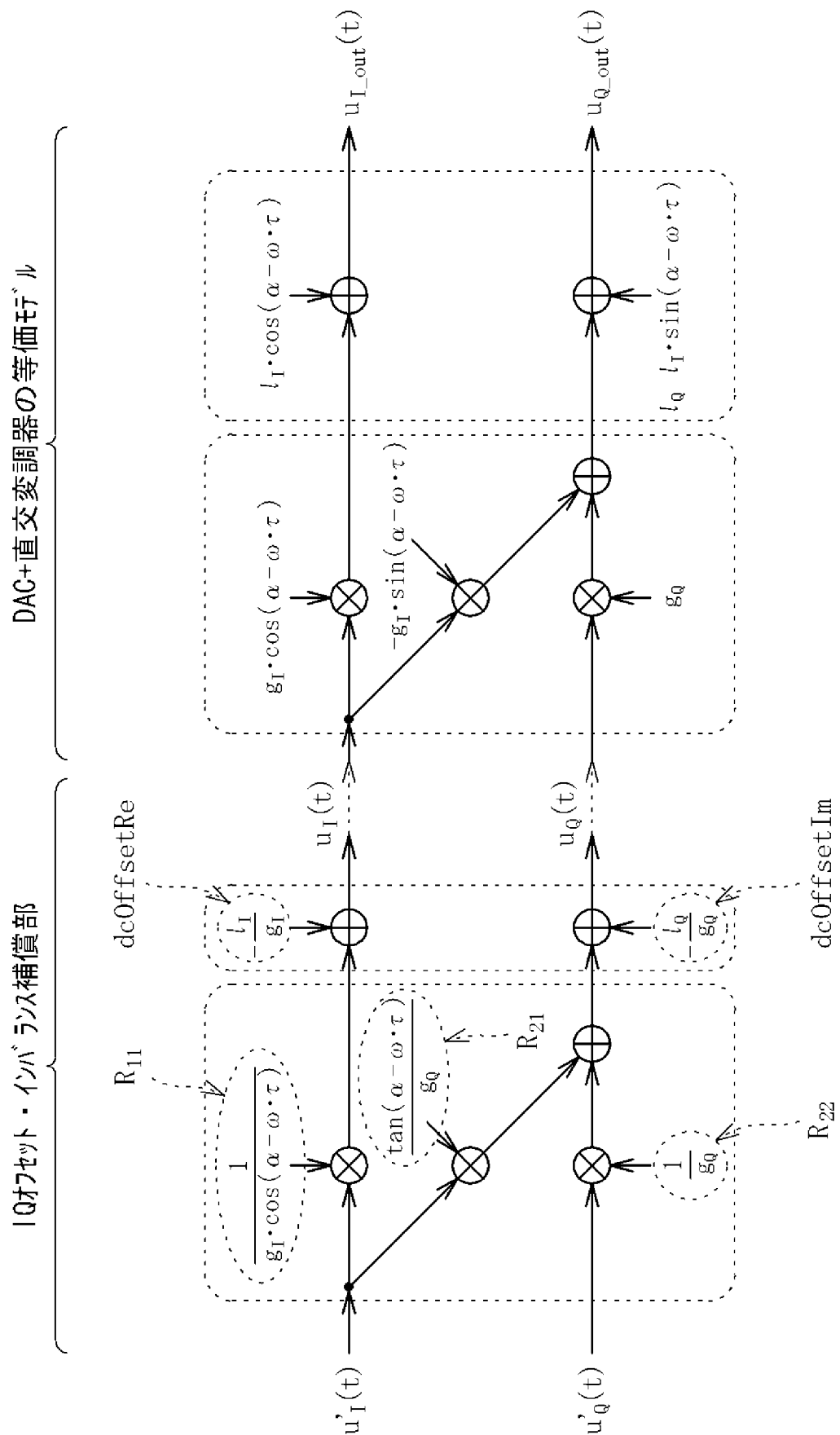
[図6]



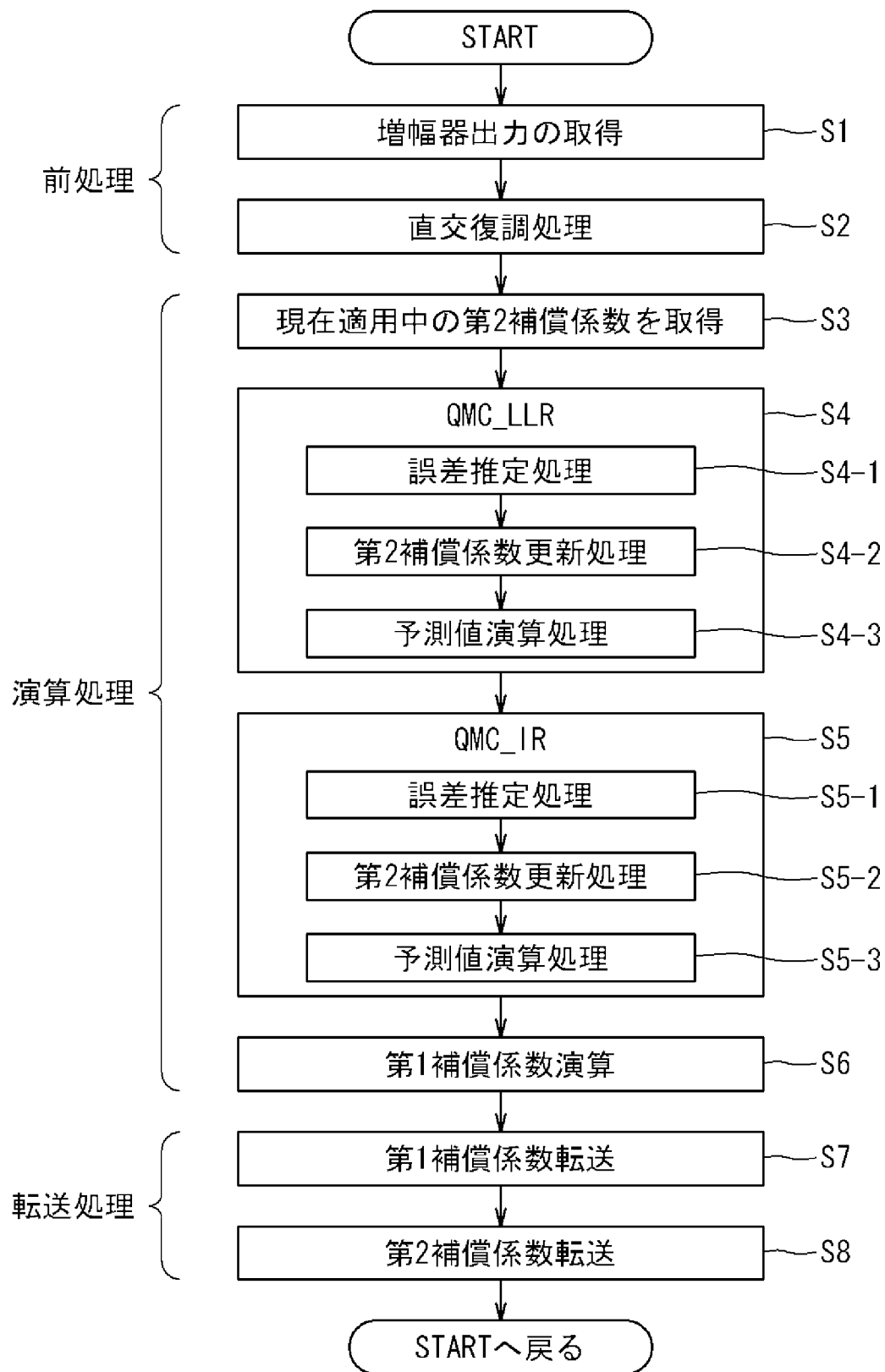
[図7]



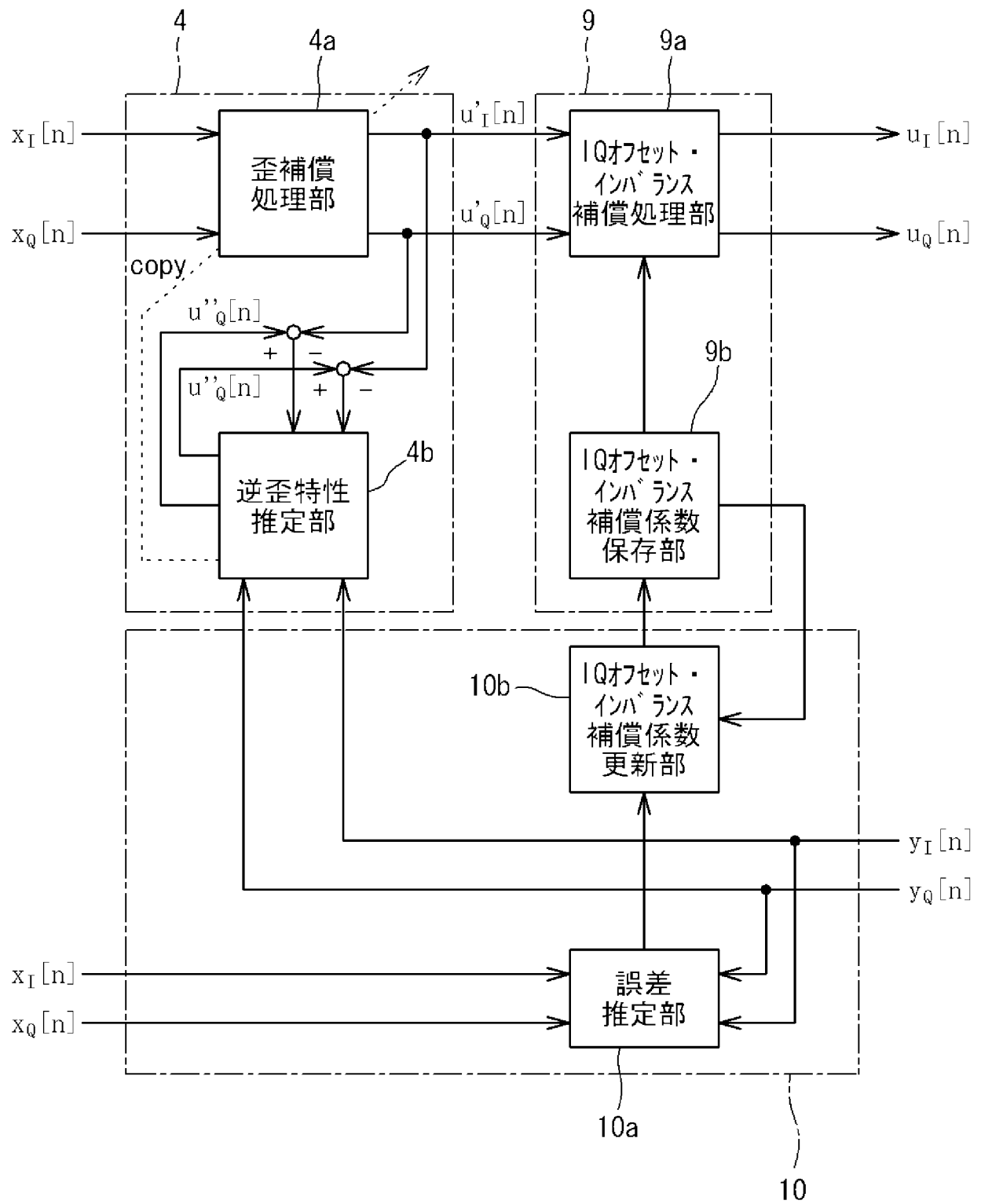
[図8]



[図9]



[図10]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/052589

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03F1/32(2006.01)i, H03F3/24(2006.01)i, H04B1/04(2006.01)i, H04L27/36(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)

H03F1/32, H03F3/24, H04B1/04, H04L27/36

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

Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2012

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2012 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2012

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	WO 2006/030481 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 23 March 2006 (23.03.2006), fig. 1; paragraph [0031] & EP 1791310 A1 & CN 101019395 A & US 2007/0286307 A1	1-6
A	JP 2007-53552 A (Fujitsu Ltd.), 01 March 2007 (01.03.2007), fig. 1; paragraph [0008] & US 2007/0042726 A1 & EP 1755302 A2 & DE 602005012819 D	1-6
A	JP 2009-213011 A (Fujitsu Ltd.), 17 September 2009 (17.09.2009), fig. 3; paragraphs [0025] to [0026] & US 2009/0224828 A1	1-6



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
07 March, 2012 (07.03.12)Date of mailing of the international search report
19 March, 2012 (19.03.12)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/052589

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 11-136302 A (Fujitsu Ltd.) , 21 May 1999 (21.05.1999) , fig. 1; paragraph [0043] (Family: none)	1-6

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H03F1/32(2006.01)i, H03F3/24(2006.01)i, H04B1/04(2006.01)i, H04L27/36(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 (I P C))

Int.Cl. H03F1/32, H03F3/24, H04B1/04, H04L27/36

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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 2 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 2 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 2 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	WO 2006/030481 A1 (三菱電機株式会社) 2006.03.23, 図1、段落 O O 3 1 & EP 1791310 A1 & CN 101019395 A & US 2007/0286307 A1	1-6
A	JP 2007-53552 A (富士通株式会社) 2007.03.01, 図1、段落 O O 8 & US 2007/0042726 A1 & EP 1755302 A2 & DE 602005012819 D	1-6
A	JP 2009-213011 A (富士通株式会社) 2009.09.17, 図3、段落 O O 2 5 - O O 2 6 & US 2009/0224828 A1	1-6

☒ 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

0 7 . 0 3 . 2 0 1 2

国際調査報告の発送日

1 9 . 0 3 . 2 0 1 2

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

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)

儀 同 孝 信

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 6 8

5 T

3 5 6 6

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	JP 11-136302 A (富士通株式会社) 1999.05.21, 図1、段落0043 (ファミリーなし)	1-6