

(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
2011年6月30日(30.06.2011)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2011/078095 A1

- (51) 国際特許分類:
H04L 27/32 (2006.01) H03F 3/24 (2006.01)
H03F 1/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2010/072817
- (22) 国際出願日: 2010年12月17日(17.12.2010)
- (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 2009-291060 2009年12月22日(22.12.2009) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 富士通株式会社 (FUJITSU LIMITED) [JP/JP]; 〒2118588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 Kanagawa (JP). 国立大学法人電気通信大学 (THE UNIVERSITY OF ELECTRO-COMMUNICATIONS) [JP/JP]; 〒1828585 東京都調布市調布ヶ丘1丁目5番地1 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 長谷 和男 (NAGATANI, Kazuo) [JP/JP]; 〒2118588 神奈川県

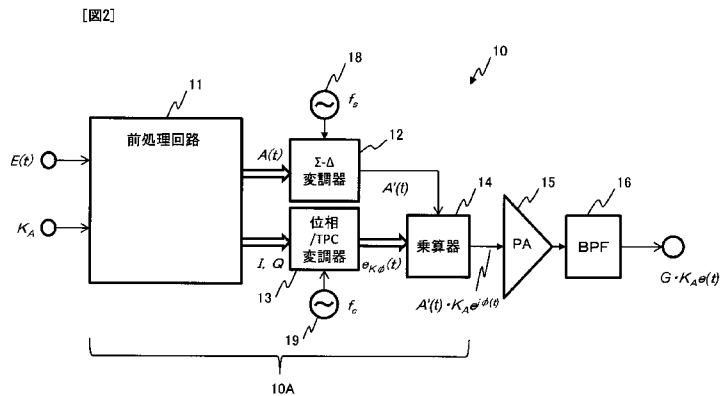
川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP). 福田 英輔 (FUKUDA, Eisuke) [JP/JP]; 〒2118588 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP). 山尾 泰 (YAMAOKI, Yasushi) [JP/JP]; 〒1828585 東京都調布市調布ヶ丘1丁目5番地1 国立大学法人電気通信大学内 Tokyo (JP).

- (74) 代理人: 松倉 秀実, 外 (MATSUKURA, Hidemi et al.); 〒1030004 東京都中央区東日本橋3丁目4番10号 アクロポリス21ビル6階 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, 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, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV,

[続葉有]

(54) Title: TRANSMISSION CIRCUIT

(54) 発明の名称: 送信回路



- 11 Preprocessing circuit
- 12 Σ - Δ modulator
- 13 Phase/TPC modulator
- 14 Multiplier

(57) Abstract: The disclosed transmission circuit includes: a Σ - Δ modulator which performs Σ - Δ modulation on the amplitude-modulation component of a modulating signal and outputs a pulse-width modulated signal; an angle modulator which generates an angle-modulation component signal indicating the angle-modulation component of a signal obtained by multiplying said modulating signal by a transmission output control coefficient corresponding to the transmission output of the power amplifier; and a multiplier which multiplies the pulse-width modulated signal and the angle-modulation component signal and outputs the multiplication result to the power amplifier.

(57) 要約: 送信回路は、変調信号の振幅変調成分を Σ - Δ 変調してパルス幅変調信号を出力する Σ - Δ 変調器と、電力増幅器での送信出力に応じた送信出力制御係数を前記変調信号に乗じることにより得られる信号の角度変調成分信号を生成する角度変調部と、前記パルス幅変調信号と前記角度変調成分信号とを乗じ、当該乗算結果を前記電力増幅器への出力信号として出力する乗算器とを含む。

WO 2011/078095 A1



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

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).

(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, 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,

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称：送信回路

技術分野

[0001] 本発明は、送信回路に関する。

背景技術

[0002] 第3世代（3G）やこれからのワイヤレス通信の主流である線形変調システムでは高い電力効率でひずみ無く増幅することができる送信装置の実現が望まれている。線形変調は包絡線が変動するため、信号のピークと平均電力の比（Peak to Average Ratio）を考慮して増幅器を設計／動作させている。このため、送信装置の電力効率が低いという問題があった。

[0003] 従来技術の一つとして、図1に示されるような送信回路装置がある（例えば、特許文献1を参照）。この送信回路装置の技術では、図1に示されるように、データ発生器5が、変調波の角度成分たる角度変調データと変調波の振幅成分たる振幅変調データとをそれぞれ出力する。ここで、周波数 f_c の搬送波 $c(t)$ は、下記の式1で表すことができる。

[0004]
$$c(t) = \cos(2\pi f_c t) = \operatorname{Re}[e^{j2\pi f_c t}] \quad \dots \text{(式1)}$$

搬送波 $c(t)$ に対する変調波 $e(t)$ は、複素包絡線 $E(t)$ を用いて、以下の式2、式3で表すことができる。

[0005]
$$e(t) = A(t) \{ \cos(\phi(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t) - \sin(\phi(t)) \cdot \sin(2\pi f_c t) \}$$

$$= \operatorname{Re}[E(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad \dots \text{(式2)}$$

$$E(t) = A(t) \cdot e^{j\phi(t)} \quad \dots \text{(式3)}$$

$A(t)$ は、変調波の振幅（振幅成分）を表す。 $\phi(t)$ は位相（角度成分）を表し、周波数は位相の微分であるため、両者は一般に角度成分として扱うことができる。

[0006] 図1に示す周波数変調器1は、角度成分 $\phi(t)$ で変調された信号を発生する。一方、振幅成分 $A(t)$ は、 Σ - Δ 変調器（または Δ - Σ 変調器）3でパル

ス幅変調（PWM）信号に変換される。このPWM形式に変換された振幅成分、すなわちPWM信号 $A'(t)$ と、角度変調された信号とが振幅変調器2で変調される。振幅変調器2の出力は、一定振幅の角度変調波がPWM信号の“1”又は“0”に従ってオン又はオフされた信号となる。

[0007] このような振幅変調器2の出力信号の振幅は0又は一定値である。従って、出力信号が振幅変調器2の後段に置かれた図示しないB級又はC級の電力増幅器で増幅されても、ひずみが発生せず、且つB級又はC級の電力増幅器が本来備えている高い電力効率で信号を送信することができる。

[0008] 但し、このままでは、PWM信号に付随する量子化雑音を送信帯域外に雑音として出力されるおそれがある。すなわち、PWM信号 $A'(t)$ は元の振幅成分 $A(t)$ に対して量子化雑音に対応する誤差 $Q_A(t)$ が加わったものであり、以下の式4で表すことができる。

[0009]
$$A'(t) = A(t) + Q_A(t) \cdots \text{(式4)}$$

このようなPWM信号 $A'(t)$ を用い、振幅変調器2で一定振幅の角度変調波を振幅変調すると、振幅変調器2の出力にも量子化雑音 $Q(t)$ で振幅変調された量子化雑音が発生する。量子化雑音の大部分は送信帯域外成分となるため、バンドパスフィルタ（BPF）4で減衰させ、量子化雑音の残留成分 $Q_A'(t)$ を小さくすることが可能である。

[0010] このようにして、図1に示した送信回路装置（従来技術）では、包絡線変動の大きな送信信号を高効率かつひずみ無く送信することができる。

先行技術文献

特許文献

[0011] 特許文献1：特開2002-325109号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0012] 上述した $\Sigma-\Delta$ 変調器による変調の過程では、量子化雑音が発生する。そのため送信信号の平均電力を変更（出力電力を下げるなど）したい場合、信号

の振幅制御により電力制御を実現しようとする、送信帯域外の雑音電力の規格を満足することが難しくなる。

[0013] 本発明の一態様の目的は、送信信号の電力と送信帯域外の電力との比を適正範囲内に抑えた送信回路を提供することである。

課題を解決するための手段

[0014] 本発明の一態様は、送信回路である。この送信回路は、変調信号の振幅変調成分を $\Sigma-\Delta$ 変調してパルス幅変調信号を出力する $\Sigma-\Delta$ 変調器と、電力増幅器での送信出力に応じた送信出力制御係数を前記変調信号に乗じることにより得られる信号の角度変調成分信号を生成する角度変調部と、前記パルス幅変調信号と前記角度変調成分信号とを乗じ、当該乗算結果を前記電力増幅器への出力信号として出力する乗算器とを含む。

発明の効果

[0015] 本発明の一態様によれば、送信信号の電力と送信帯域外の電力との比を適正範囲内に抑える送信回路を実現することができる。

図面の簡単な説明

- [0016] [図1]従来における送信装置の構成図である。
[図2]実施形態1における送信回路を含む送信装置の構成例を示す図である。
[図3]電力増幅器の入出力特性を示すグラフである。
[図4]前処理回路の一部と位相／TPC変調器との詳細を説明する図である。
[図5]実施形態1における送信回路の変形例を示す図である。
[図6]実施形態2における送信装置の構成例を示す図である。
[図7]TPC制御係数の補正係数決定の説明図である。
[図8]電源電圧値決定の説明図である。
[図9]実施形態3における送信装置の構成例を示す図である。
[図10]実施形態3における送信回路の動作例を示すフローチャートである。
[図11]実施形態4における送信装置の構成例を示す図である。
[図12]実施形態4における送信回路の動作例を示すフローチャートである。

発明を実施するための形態

[0017] 以下、図面を参照して本発明の実施形態を説明する。実施形態の構成は例示であり、本発明は実施形態の構成に限定されない。

[0018] <実施形態の経緯>

携帯電話システムでは基地局と端末との距離や周囲の電波環境に応じて、送信出力を適切な電力に制御する送信出力制御（Transmission Power Control：TPC）が行われる。図1に示した従来技術の構成で送信出力を変更する場合、振幅成分 $A(t)$ にTPC制御係数 K_A （但し $K_A \leq 1$ 、1は定格出力）を乗算したデータを用いてPWM信号 $A''(t)$ を生成する方法が考えられる。PWM信号 $A''(t)$ は、以下の式5で表すことができる。

$$[0019] \quad A''(t) = K_A A(t) + Q_A(t) \cdots \text{(式5)}$$

また、式5に示したPWM信号 $A''(t)$ を用いて、変調波（BPF4への入力）の複素包絡線 $E''(t)$ を表すと以下の式6となる。

$$[0020] \quad \begin{aligned} E''(t) &= A''(t) \cdot e^{j\phi(t)} = (K_A A(t) + Q_A(t)) e^{j\phi(t)} \\ &= K_A A(t) e^{j\phi(t)} + Q_A(t) e^{j\phi(t)} \cdots \text{(式6)} \end{aligned}$$

式6より、量子化雑音に対応する誤差 $Q_A(t)$ の電力はTPC制御係数 K_A によらずほぼ一定になることが分かる。一方、送信信号電力はTPC制御係数 K_A によって減少するため、信号対雑音比（SN比）が K_A に比例して劣化し、BPF4の出力のSN比も同様に劣化する。

[0021] 送信帯域外の雑音レベルは送信出力に応じて低くすることが義務付けられており、従来技術の送信回路装置では、雑音レベルに対する要求を十分満足することが困難となる。また、送信信号に含まれる雑音（Error Vector Magnitude：EVM）が増加し、信号の品質が劣化するという問題もある。

[0022] 実施形態は、上述した問題に鑑み、送信出力を可変にした場合でも、送信帯域外の雑音を適正範囲内に抑えることができる送信回路について説明する。

[0023] <実施形態1>

図2は、実施形態1における送信回路を含む送信装置の構成例を示す図で

ある。図2において、送信装置10は、送信回路10Aと、送信回路に接続された電力増幅器（パワーアンプ：PA、「飽和増幅器」ともいう）15と、電力増幅器15に接続されたバンドパスフィルタ（BPF）16とを備え、BPF16の出力端子には、図示しない送信アンテナが接続されている。

[0024] 送信回路10Aは、入力端子から変調入力（複素包絡線 $E(t)$ ）及びTPC制御係数 K_A が入力される前処理回路11と、前処理回路11に接続された Σ - Δ 変調器（ Δ - Σ 変調器）12と、前処理回路11に接続された位相/TPC変調器13と、 Σ - Δ 変調器12の出力信号及び位相/TPC変調器13の出力信号が入力される乗算器14とを備え、乗算器14の出力はPA15に入力される。

[0025] 前処理回路11は、変調波 $e(t)$ の振幅成分 $A(t)$ を示す信号を Σ - Δ 変調器12に入力する。 Σ - Δ 変調器12は、発振器18からの標本化クロック f_s を用いて振幅成分 $A(t)$ をPWM形式の振幅成分 $A'(t)$ に変調する。振幅成分 $A'(t)$ はPWM信号として乗算器14に入力される。

[0026] また、前処理回路11は、変調波 $e(t)$ の複素包絡線 $E(t)$ の極座標変換を行う。前処理回路11は、変調波 $e(t)$ の瞬時位相 $\phi(t)$ 及びTPC制御係数 K_A が乗算された変調波 $e(t)$ の同相成分 I 及び直交成分 Q のベースバンド信号を生成し、位相/TPC変調器13に入力する。

[0027] 位相/TPC変調器13は、直交変調器であり、ベースバンド信号 I 、 Q で発振器19からの搬送波 f_c を直交変調した角度変調波 $e_{K\phi}(t)$ を出力する。乗算器14は、位相/TPC変調器13からの角度変調波と Σ - Δ 変調器12からのPWM信号とを乗算した変調信号を電力増幅器15に出力する。電力増幅器15は、所定の送信電力で信号増幅を行い、出力をBPF16に接続する。BPF16は、送信帯域外の信号を除去する。BPF16の出力信号は、図示しない送信アンテナに接続され、電磁放射される。

[0028] 実施形態1では、振幅変調成分を用いてTPC制御を行うのではなく、角度変調成分にTPC制御係数 K_A を乗算することで送信出力制御を行う。この送信出力制御された角度変調波の複素包絡線 $E_{K\phi}(t)$ は以下の式7で表すこ

とができる。

$$[0029] \quad E_{K\phi}(t) = K_A e^{j\phi(t)} \dots \text{(式7)}$$

複素包絡線 $E_{K\phi}(t)$ を位相／TPC変調器13に入力して搬送波を変調することで、送信出力制御された角度変調波を発生することができる。位相／TPC変調器13からの出力信号は、乗算器14において、 Σ - Δ 変調器12からのPWM信号 $A'(t)$ で振幅変調される。これによって、乗算器14の出力として、送信出力制御された変調信号を得ることができる。この場合、PWM信号 $A'(t)$ は送信出力制御から独立しており、量子化雑音と信号電力との比を複素包絡線で表示すると、以下の式8で表されるように送信出力制御の影響を受けないことがわかる。

$$[0030] \quad \begin{aligned} E'(t) &= A'(t) \cdot K_A e^{j\phi(t)} = K_A (A(t) + Q_A(t)) e^{j\phi(t)} \\ &= K_A A(t) e^{j\phi(t)} + K_A Q_A(t) e^{j\phi(t)} \dots \text{(式8)} \end{aligned}$$

図2の構成例では、電力増幅器15への入力信号全体にTPC制御係数 K_A という振幅係数が掛けられる。これによって、電力増幅器15の出力が変化する。図3は、電力増幅器15の入出力特性を示すグラフである。一般に、電力増幅器15の入出力特性は線形ではない。従って、振幅制御係数、すなわちTPC制御係数 K_A は電力増幅器15の入出力特性を考慮し、所望の出力が得られるように決定することができる。例えば、出力電力が一定の間隔で増加するように入力電力の値が決められ(図3参照)、入力電力に応じたTPC制御係数 K_A が決定されることができ。

[0031] 上述したように、位相／TPC変調器13として、直交変調器を用いることができる。図4は、前処理回路11の一部と位相／TPC変調器13との詳細を説明する図である。図4に示すように、前処理回路11は、変調波 $e(t)$ の瞬時位相 $\phi(t)$ に対する余弦 $\cos \phi(t)$ を求めるコサイン変換部21と、瞬時位相 $\phi(t)$ に対する正弦 $\sin \phi(t)$ を求めるサイン変換部22と、 $\cos \phi(t)$ 及び $\sin \phi(t)$ に対してTPC振幅係数 K_A を乗算する乗算器23及び24を含んでいる。

[0032] このような構成によって、乗算器23からは同相成分Iのベースバンド信

号（同相成分 $I=K_A \cos \phi(t)$ ）が出力され、乗算器 24 からは直交成分 Q のベースバンド信号（直交成分 $Q=K_A \sin \phi(t)$ ）が出力される。直交変調器 25、すなわち位相／TPC 変調器 13 は、搬送波 f_c をベースバンド信号 I、Q で直交変調する。この結果、直交変調器 25 の出力信号として、複素包絡線が $E_{K\phi}(t) = K_A e^{j\phi(t)}$ なる送信出力制御された角度変調波を発生することができる。この角度変調波に乗算器 14 で PWM 信号 $A'(t)$ を乗算することで、式（8）に示す送信出力が得られる。

- [0033] 図 2 及び図 4 に示す構成は、図 5 に示すように変形が可能である。図 5 は、送信回路の変形例を示す。図 5 に示す例では、乗算器 23、24 が省略される代わりに、直交変調器 25（位相／TPC 変調器 13）と乗算器 14 との間にゲイン調整器 26 が挿入されている。このゲイン調整器 26 に、TPC 制御係数 K_A が入力される。
- [0034] 図 5 に示す例では、TPC 振幅係数 K_A が直交変調器 25（位相／TPC 変調器 13）の入力側ではなく直交変調器 25 の出力側のゲイン調整器 26 で直交変調器 25 からの角度変調波に乘算される。
- [0035] 実施形態 1 によれば、 Σ - Δ 変調器 12 から出力される PWM 信号に含まれる量子化雑音に対し、TPC 制御係数 K_A ($K_A \leq 1$ (定格)) を乗算した角度変調信号が乗算器 14 で乗じられる。これによって、TPC 制御係数 K_A が信号成分だけでなく量子化雑音にも乗じられる（式 8）ことにより、送信出力における量子化雑音の影響を抑え、SN 比を好適に保つことができる。その結果、品質の良い信号を送信することができる。
- [0036] また、実施形態 1 によれば、量子化雑音が送信出力制御の影響を受けないため、量子化雑音の影響を軽減するために予め非常に高いオーバーサンプリング周波数を用いる必要が無く、広い範囲の送信出力制御が可能となる。したがって、回路の実現が容易になると共に、消費電力を抑えた、高効率の線形送信装置を実現することができる。
- [0037] <実施形態 2>
- 次に、実施形態 2 について説明する。実施形態 1 と同様の構成については

、同一の符号を付して説明を省略する。一般に、電力増幅器の電力効率は、最大出力付近が最も高く、送信出力が低い状態では、効率が低下する。このため、電力増幅器への入力信号レベルをTPC制御係数によって下げると、電力増幅効率が低下する。実施形態2は、電力増幅効率低下を改善する送信装置について説明する。

[0038] 図6は、実施形態2における送信装置30の構成例を示す図である。送信装置30は、送信回路30Aが、実施形態1で説明した構成要素に加えて、DC-DC変換器31及び電源電圧制御部32を備える点で、実施形態1と異なる。また、前処理回路11がTCP制御係数 K_A をTPC制御係数の補正值である補正係数 K_A' に変換する係数変換部33を含む点で、実施形態1と異なる。

[0039] 前処理回路11には、送信出力制御を考慮したTPC制御係数 K_A が入力される。すなわち、送信電力に応じた値のTPC制御係数 K_A が入力される。電源電圧制御部32は、TPC制御係数 K_A に対応する電源電圧値 V_D を記憶した記録媒体（例えばメモリ：図示せず）を備えている。電源電圧の値 V_D として、TPC制御係数 K_A の値に対応する適切な値が予め決定され、メモリに格納される。電源電圧制御部32は、前処理回路11に入力されるTPC制御係数 K_A を受け取り、TPC制御係数 K_A に対応する電源電圧値 V_D を読み出してDC-DC変換器31に与える。

[0040] DC-DC変換器31は、電力増幅器15の電源電圧が電源電圧テーブル32から通知された電源電圧値 V_D となるように制御される。これによって、電力増幅器15の電力増幅効率が良好となる電源電圧 V_D が電力増幅器15に供給される。

[0041] 一方、係数変換部33は、記録媒体（メモリ）を有しており、TPC制御係数 K_A と補正係数 K_A' との関係を示す値が予めメモリに格納されている。前処理回路11にTPC制御係数 K_A が入力されると、対応する補正係数 K_A' を読み出す。読み出された補正係数 K_A' は、角度変調成分に乗算される。

[0042] 実施形態2によれば、実施形態1と同様の作用効果を得ることができる。

実施形態 2 によれば、さらに、TPC 制御係数 K_A に応じた電源電圧 V_D が電力増幅器 15 に供給されることで、電力増幅器 15 の電力増幅効率を適切にすることができる。また、角度変調成分に乗じる TPC 制御係数を補正することができる。

[0043] なお、実施形態 2 において、電力制御部 32 と係数変換部 33 との一方は省略が可能である。すなわち、電源電圧（印加電圧）制御と係数制御との一方のみが実施されるようにしても良い。

[0044] <<具体例 1>>

実施形態 2 に関して、TPC 制御係数 K_A から補正係数 K_A' を決定する具体的手法について説明する。TPC (Transmission Power Control) は送信出力電力値の制御であり、TPC 制御係数 K_A は送信ユニットとして出力する送信出力を表している。実施形態 2 の送信回路 30A では、角度変調成分に TPC 制御係数を乗算する。このため、電力増幅器 15 が電力の低い領域から高い領域まで動作することを考慮する。特に、動作点が電力増幅器 15 の飽和領域に位置する場合には、電力増幅器 15 の非線形特性の影響を考慮した TPC 制御係数の変換を行う。

[0045] 図 7 は、補正係数決定の説明図である。TPC 制御係数 K_A から補正係数 K_A' への変換においては、電力増幅器 15 の入出力特性が必要となる。このため、アンプデバイス、すなわち電力増幅器 15 の入出力特性を CW (Continuous Wave) 或いはパルス信号を用いて求める (図 7 の S1)。これにより、図 7 のグラフ G1 に示すような電力増幅器 15 の入出力特性を得ることができる。

[0046] 次に、係数変換マップを生成する。すなわち、ステップ S1 で得られた電力増幅器 15 の入出力特性と逆の特性を有する TPC 制御係数 K_A と補正係数 K_A' との関係を表す関数 $f(x)$ を生成する (図 7 の S2)。これによって、図 7 のグラフ G2 に示すような $K_A - K_A'$ 間の係数変換マップが生成される。係数変換マップは、係数変換部 33 が有するメモリに予め格納される。或いは、関数 $f(x)$ がメモリに格納されていても良い。

[0047] また、以下のような制御を行うことができる。例えば、最大送信出力を示す K_A を K_{A_MAX} と定義し、前処理回路11には、 K_{A_MAX} が入力されると仮定する。電力制御部32による制御は行われぬ。ここで、 K_{A_MAX} よりも -3 dB低い電力で送信を行う場合には、係数変換部33は、関数 $f(x)$ を用いて以下の計算を行う。

$$[0048] \quad K_A' = f(K_{A_MAX} + (-3)) \text{ [dB]} \cdots \text{(式A)}$$

この式Aを K_A' の真値に変換するために、以下の計算を行う。

$$[0049] \quad K_A' = 10^{f(K_{A_MAX} + (-3))/20} \text{ [真値]} \cdots \text{(式B)}$$

そして、式Bにて得られた補正係数 K_A' が角度変調成分に乗算される。これによって、 K_{A_MAX} よりも -3 dB低い電力で送信を行うことができる。

[0050] <<具体例2>>

次に、TPC制御係数 K_A から電力増幅器15（アンプ）に印加する電力値 V_D を決定する具体的手法について説明する。アンプデバイス、すなわち電力増幅器は、飽和領域において高い増幅効率で動作する。しかし、低い電力を出力する場合には、増幅器の効率が低くなる。 Σ - Δ 変調方式による電力増幅器への入力信号は2値であり、PWM信号がオン“1”のときに電力増幅器はオン状態となり、効率の高い飽和領域で動作する。これに対し、PWM信号がオフ“0”のときに電力増幅器はオフ状態となる。オフ状態での消費電力は“0”である。

[0051] 実施形態1, 2における送信装置では、TPC制御係数が角度変調成分に乗算され、この角度変調成分とPWM信号とが乗算器14で乗算される。これは、電力増幅器のオン状態を高効率領域から効率の低い領域にシフトして使用することを示している。そこで、低い出力電力時においても高効率動作となるように、出力電力に応じて電力増幅器への印加電圧 V_{Amp} を変化させる構成を採用することができる。

[0052] 図8は、電圧値決定の説明図である。最初に、幾つかの印加電圧 V_{Amp} において、CW（Continuous Wave）或いはパルス信号を用いて予め電力増幅器の入出力特性を求める（図8のS11）。これにより、図8に示すグラフG3が

得られる。

[0053] 次に、増幅効率とゲイン劣化量に基づき、電力増幅器の入出力特性を示す関数を求め（図8のグラフG4）、当該関数を用いて電力増幅器の出力電力と印加電圧 V_{Amp} との関係を示す関数を決定する（図8のS12）。これによって、図8のグラフG5が得られる。一方、グラフG4と逆特性となるようなTPC制御係数 K_A から補正係数 K_A' との関数を生成する（図8のS13）。これによって、図8のグラフG6が得られる。

[0054] 前処理回路11に入力されるTPC制御係数 K_A は、電力増幅器の出力電力（アンプ出力）によって決まる。電源電圧制御部32のメモリには、グラフG5を元に作成されたTPC制御係数 K_A から印加電圧 V_{Amp} 、すなわち電源電圧 V_D との変換テーブルが格納される。これによって、電源電圧制御部32は、TPC制御係数 K_A に応じた印加電圧 V_{Amp} （ V_D ）をDC-DC変換器31を介して電力増幅器15に印加することができる。

[0055] また、グラフG6に基づく関数、マップ又はテーブルが係数変換部33のメモリに格納され、TPC制御係数を補正係数に変換することができる。これによって、電力増幅器の入出力特性における非線形領域に対応した補正係数を角度変調成分に乗じることが可能となり、効率の良い増幅動作を行うことが可能となる。

[0056] <実施形態3>

次に、実施形態3について説明する。実施形態1、2と同様の構成については、同一の符号を付して説明を省略する。図9は、実施形態3における送信装置の構成例を示す図である。図9において、送信装置40の送信回路40Aは、電力制御部32の代わりに電力量検出部41及び適応制御部42を備える点で、実施形態2に示した送信回路30Aと異なっている。送信回路40では、電力増幅器15への印加電圧、すなわち電源電圧は固定である。

[0057] 電力量検出部41は、BPF16から出力される送信信号の電力量を検出する。適応制御部42は、TPC制御係数 K_A と電力量検出部41からの電力量とに基づき、TPC制御係数の補正值である K_A' を決定し、係数変換部43

に変換の指示を与える。係数変換部 33 は、適応制御部 42 からの指示に従って、前処理回路 11 に入力される TPC 制御係数 K_A を補正係数 K_A' に変換する。送信回路 40A では、TPC 制御係数 K_A 又は補正係数 K_A' が角度変調成分に乗算される。

[0058] 以下、実施形態 3 の動作例について説明する。例えば、送信装置 40 の工場調整時において、電力増幅器の入出力特性の代表値が送信装置 40 に適用されると仮定する。この場合、電力増幅器のデバイス特性のばらつきや、出荷後の送信装置 40 の使用による温度変化、或いは経時変化により増幅特性の劣化が予想される。そこで、送信装置 40 の出力をフィードバックし、制御係数の変換関数を適応制御する。

[0059] 図 10 は、送信装置 40 の送信回路 40A の動作例を示すフローチャートである。送信装置 40 の動作時には、TPC 制御が実行され、送信電力に応じた TPC 制御係数 K_A が設定される（ステップ S101）。TPC 制御係数 K_A は前処理回路 11 に入力される。

[0060] 前処理回路 11 では、係数変換部 33 によって TPC 制御係数 K_A が補正係数 K_A' に変換され、角度変調成分に乗算される（ステップ S102）。その後、実施形態 1 で説明した動作が前処理回路 11、 Σ - Δ 変調器 12、位相/TPC 変調器 13、乗算器 14 で行われる。乗算器 14 の出力信号は、電力増幅器 15 で電力増幅され、BPF 16 で送信帯域外成分が除去された後、送信信号として出力される。

[0061] BPF 16 から出力される送信信号の一部は、フィードバック経路を通じて電力量検出部 41 に入力される。電力量検出部 41 は、電力量 $T \times PW$ （すなわち送信出力電力）を検出し、適応制御部 42 に入力する（ステップ S103）。

[0062] 適応制御部 42 は、TPC 制御係数 K_A と電力量 $T \times PW$ との差分（誤差）が許容電力誤差範囲、すなわち許容範囲 δ 以下か否かを判定する（ステップ S104）。誤差が許容範囲 δ 以下の場合（S104 の YES）には、図 10 に示す処理を終了する。

- [0063] これに対し、誤差が許容範囲 δ を上回る場合（S 1 0 4 の N O）には、適応制御部 4 2 は、現在の T P C 制御係数 K_A が電力量 $T \times P W$ より大きいかなかを判定する（ステップ S 1 0 5）。
- [0064] このとき、T P C 制御係数 K_A が電力量 $T \times P W$ より大きい場合（S 1 0 5 の Y E S）には、適応制御部 4 2 は、係数変換部 3 3 が有する補正係数 K_A' の値を、現在の補正係数 K_A' に所定値 $\Delta \sigma$ を加えた値に設定し（ステップ S 1 0 6）、処理をステップ S 1 0 2 に戻す。これに対し、T P C 制御係数 K_A が電力量 $T \times P W$ 以下の場合（S 1 0 5 の N O）には、適応制御部 4 2 は、係数変換部 3 3 が有する補正係数 K_A' の値を、現在の補正係数 K_A' から所定値 $\Delta \sigma$ を減じた値に設定し（ステップ S 1 0 7）、処理をステップ S 1 0 2 に戻す。
- [0065] 実施形態 3 によれば、実施形態 1 と同様の作用効果を得ることができる。さらに、実施形態 3 によれば、送信装置 4 0 の出力をフィードバックし、送信出力電力量 $T \times P W$ を検出する。求めた電力量と T P C 制御で設定される K_A を比較し、許容電力誤差範囲 δ より誤差が大きい場合において、設定値が送信出力電力より大きければ、 K_A' を大きく、設定値が送信出力電力より小さければ K_A' を小さくするよう制御する。これによって、送信出力電力値に適した T P C 制御係数を使用することが可能となる。
- [0066] <実施形態 4 >
- 次に、実施形態 4 について説明する。実施形態 1, 2, 3 と同様の構成については、同一の符号を付して説明を省略する。図 1 1 は、実施形態 4 における送信装置の構成例を示す図である。図 1 1 において、送信装置 5 0 の送信回路 5 0 A は、送信装置 3 0 A の構成に加えて、実施形態 2 の D C - D C 変換器 3 1 及び電源電圧制御部 3 2 を備える点で、実施形態 3 に示した送信回路 4 0 A と異なっている。送信回路 5 0 では、電力増幅器 1 5 への印加電圧、すなわち電源電圧は可変である。
- [0067] 図 1 2 は、送信装置 5 0 の送信回路 5 0 A の動作例を示すフローチャートである。送信装置 5 0 の動作時には、T P C 制御が実行され、送信電力に応

じたTPC制御係数 K_A が設定される（ステップS201）。TPC制御係数 K_A は前処理回路11に入力される。

[0068] 前処理回路11では、係数変換部33によってTPC制御係数 K_A が補正係数 K_A' に変換され、角度変調成分に乗算される。その後、実施形態1で説明した動作が前処理回路11、 Σ - Δ 変調器12、位相/TPC変調器13、乗算器14で行われる。一方で、電源電圧制御部32によって、アンプデバイスたる電力増幅器15に対し、TPC制御係数 K_A に応じた印加電圧 V_{amp} がDC-DC変換器31を介して印加される（ステップS202）。

[0069] 乗算器14の出力信号は、電力増幅器15で電力増幅され、BPF16で送信帯域外成分が除去された後、送信信号として出力される。BPF16から出力される送信信号の一部は、フィードバック経路を通して電力量検出部41に入力される。電力量検出部41は、電力量 $T \times PW$ （すなわち送信出力電力）を検出し、適応制御部42に入力する（ステップS203）。

[0070] 適応制御部42は、TPC制御係数 K_A と電力量 $T \times PW$ との差分（誤差 ΔPi ）が許容電力誤差範囲、すなわち許容範囲 δ 以下か否かを判定する（ステップS204）。誤差が許容範囲 δ 以下の場合（S204のYES）には、処理がステップS210に進む。

[0071] これに対し、誤差が許容範囲 δ を上回る場合（S204のNO）には、制御係数の調整が印加電圧の制御に先んじて実行される。すなわち、適応制御部42は、現在のTPC制御係数 K_A が電力量 $T \times PW$ より大きいか否かを判定する（ステップS205）。

[0072] このとき、TPC制御係数 K_A が電力量 $T \times PW$ より大きい場合（S205のYES）には、適応制御部42は、係数変換部33が有する補正係数 K_A' の値を、現在の補正係数 K_A' に所定値 $\Delta \sigma$ を加えた値に設定する（ステップS206）。これに対し、TPC制御係数 K_A が電力量 $T \times PW$ 以下の場合（S205のNO）には、適応制御部42は、係数変換部33が有する補正係数 K_A' の値を、現在の補正係数 K_A' から所定値 $\Delta \sigma$ を減じた値に設定する（ステップS207）。

- [0073] ステップS206又はS207が終了すると、ステップS202~S205の処理が繰り返される。二回目のステップS205（図12で“S205A”と表記）において、TPC制御係数 K_A が電力量 $T \times PW$ より大きい場合（S205AのYES）には、適応制御部42は、電源電圧制御部32が保持する印加電圧 V_{amp} の値を、現在の印加電圧に所定値 ΔV を加えた値に設定する（ステップS208）。これに対し、TPC制御係数 K_A が電力量 $T \times PW$ 以下の場合（S205AのNO）には、適応制御部42は、電源電圧制御部32が保持する印加電圧 V_{amp} の値を、現在の印加電圧から所定値 $\Delta \sigma$ を減じた値に設定する（ステップS209）。ステップS208又はS209の処理が終了すると、処理がステップS202に戻る。
- [0074] ところで、処理がステップS210に進んだ場合、すなわち、誤差が許容範囲を超えている場合には、印加電圧制御が実行される。すなわち、適応制御部42は、電源電圧制御部32が保持する印加電圧 V_{amp} の値を、現在の印加電圧から所定値 $\Delta \sigma$ を減じた値に設定する。
- [0075] その後、ステップS202と同様の処理が行われ（S202A）、電力量 $T \times PW$ が検出され（ステップS203A）、誤差 ΔP_i が許容範囲 δ 未満か否かを判定する（ステップS211）。誤差が許容範囲 δ を上回る場合（S211のNO）には、適応制御部42は、電源電圧制御部32が保持する印加電圧 V_{amp} の値を、現在の印加電圧から所定値 $\Delta \sigma$ を加えた値に設定する（ステップS212）、その後、ステップS202と同様の処理が行われ、図12の処理が終了する。但し、ステップS203A以降の処理が実行されるようにしても良い。
- [0076] これに対し、誤差が許容範囲 δ 未満である場合（S211のYES）には、適応制御部42は、電源電圧制御部32が保持する印加電圧 V_{amp} の値を、現在の印加電圧から所定値 $\Delta \sigma$ を減じた値に設定し（ステップS214）、処理をステップS202Aに戻す。
- [0077] 実施形態4によれば、実施形態1と同様の作用効果を得ることができる。さらに、実施形態4によると、実施形態3と同様に、送信装置の出力をフィ

ードバックし、送信出力電力量を検出する。求めた電力量とTPC制御で設定される K_A とを比較し、許容電力誤差範囲 δ より誤差が大きい場合には、まず補正係数 K_A' が制御される。TPC制御係数 K_A が送信出力電力より大きければ、 K_A' を大きく、設定値が送信出力電力より小さければ K_A' を小さくするよう制御する。

[0078] その後、再度 K_A' 、 V_{Amp} を設定し、許容電力誤差範囲 δ より誤差が大きければ、今度はアンプデバイス（電力増幅器15）の印加電圧 V_{Amp} が制御される。 K_A が送信出力電力より大きければ、 V_{Amp} を大きく、設定値が送信出力電力より小さければ V_{Amp} を小さくするように制御が行われる。誤差が許容電力誤差範囲 δ に入らなければ上記操作が繰り返し行われる。

[0079] 誤差が許容電力誤差範囲 δ に収まった場合、高効率動作させるために電圧をできるだけ絞る方向（低い電圧）に制御を行い、許容電力誤差範囲を超えない適切な電圧値となるまで制御を繰り返す。これによって、送信出力電力値に適したTPC制御係数を使用することが可能となる。

[0080] なお、実施形態1～4に示した構成は、適宜組み合わせることが可能である。

符号の説明

- [0081] 10, 30, 40, 50・・・送信装置
10A, 30A, 40A, 50A・・・送信回路
11・・・前処理回路
12・・・ Σ - Δ 変調器
13・・・位相/TPC変調器
14・・・乗算器
15・・・電力増幅器
16・・・バンドパスフィルタ
18, 19・・・発振器
21・・・コサイン変換部
22・・・サイン変換部

- 23, 24 . . . 乗算器
- 25 . . . 直交変調器
- 26 . . . ゲイン調整器
- 31 . . . DC-DC変換器
- 32 . . . 電源電圧制御部
- 33 . . . 係数変換部
- 41 . . . 電力量検出部
- 42 . . . 適応制御部

請求の範囲

- [請求項1] 変調信号の振幅変調成分を Σ - Δ 変調してパルス幅変調信号を出力する Σ - Δ 変調器と、
- 電力増幅器での送信出力に応じた送信出力制御係数を前記変調信号に乗じることにより得られる信号の角度変調成分信号を生成する角度変調部と、
- 前記パルス幅変調信号と前記角度変調成分信号とを乗じ、当該乗算結果を前記電力増幅器への出力信号として出力する乗算器とを含む送信回路。
- [請求項2] 前記角度変調部は、
- 前記変調信号の位相に対する余弦を同相成分として求める余弦変換部と、
- 前記変調信号の位相に対する正弦を直交成分として求める正弦変換部と、
- 前記余弦変換部から出力される同相成分及び前記正弦変換部から出力される直交成分のそれぞれに前記送信出力制御係数を乗じる乗算部と、
- 前記乗算部から出力される前記送信出力制御係数が乗じられた同相成分及び直交成分を含むベースバンド信号で搬送波を直交変調する直交変調器とを含み、
- 前記直交変調器の出力が前記角度変調成分信号として前記乗算器に入力される
- 請求項1に記載の送信回路。
- [請求項3] 前記角度変調部は、
- 前記変調信号の位相に対する余弦を同相成分として求める余弦変換部と、
- 前記変調信号の位相に対する正弦を直交成分として求める正弦変換部と、

前記余弦変換部から出力される同相成分及び前記正弦変換部から出力される直交成分を含むベースバンド信号で搬送波を直交変調する直交変調器と、

前記直交変調器の出力に対して前記送信出力制御係数を乗じる乗算部とを含み、

前記乗算部の出力が前記角度変調成分信号として前記乗算器に入力される

請求項 1 に記載の送信回路。

[請求項4] 前記送信出力制御係数に応じて前記電力増幅器に印加する印加電圧を決定する電圧制御部をさらに含む

請求項 1 に記載の送信回路。

[請求項5] 前記変調信号の角度変調成分信号に乗じる前記送信出力制御係数の値を補正する補正部をさらに含む

請求項 1 に記載の送信回路。

[請求項6] 前記電力増幅器の出力信号の電力量を検出する検出部と
前記電力量と前記送信出力制御係数との誤差が許容範囲にあるか否かを判定する判定部とをさらに含み、

前記誤差が前記許容範囲外である場合に、前記補正部が前記角度変調成分信号に乗じる前記送信出力制御係数の値を補正する

請求項 1 に記載の送信回路。

[請求項7] 前記電力増幅器に印加する印加電圧を制御する電圧制御部をさらに含み、

前記補正部による前記送信出力係数の補正後における前記電力増幅器の出力信号の電力量と前記補正された送信出力制御係数との誤差が許容範囲外である場合に、前記電圧制御部は、前記電力増幅器に印加する印加電圧を変更する

請求項 6 に記載の送信回路。

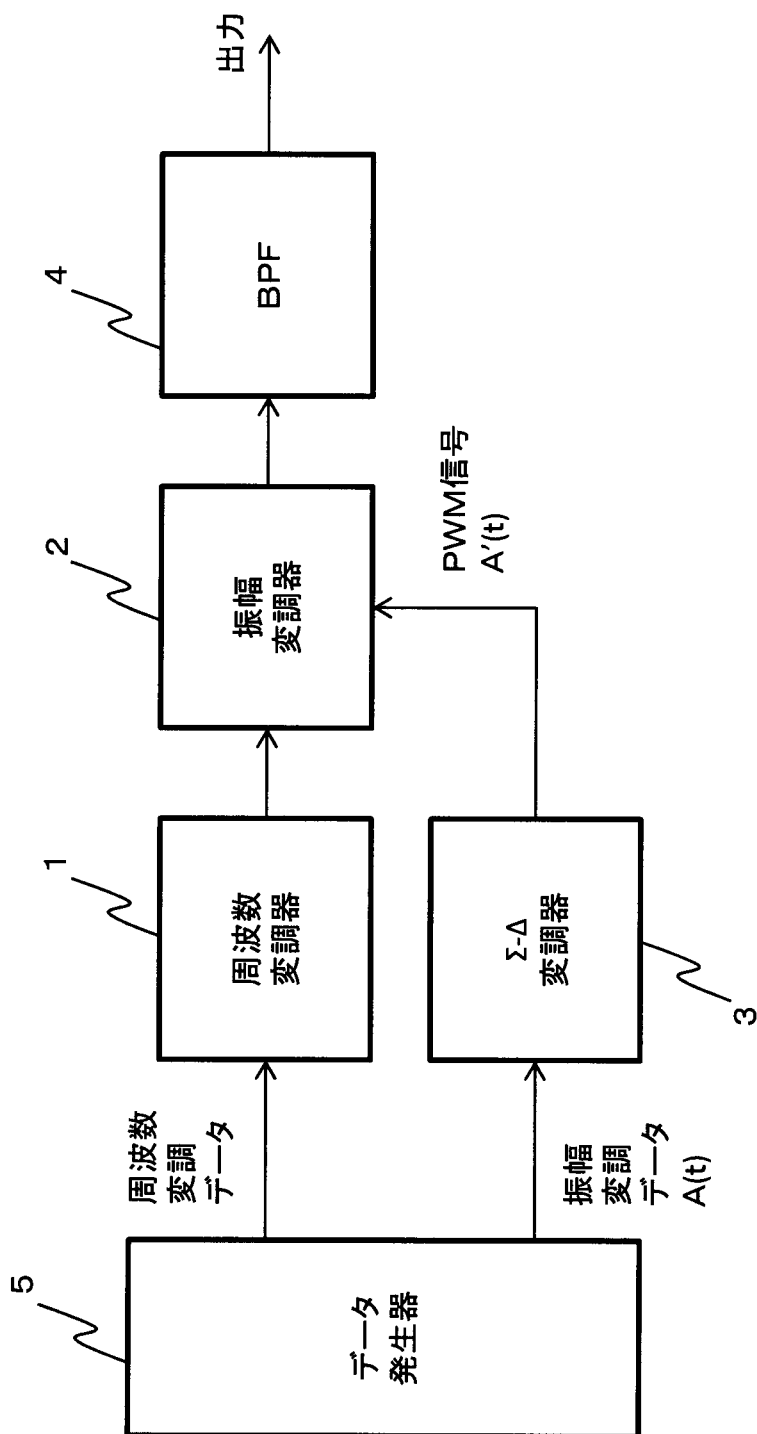
[請求項8] 前記電力増幅器に印加する印加電圧を制御する電圧制御部をさらに

含み、

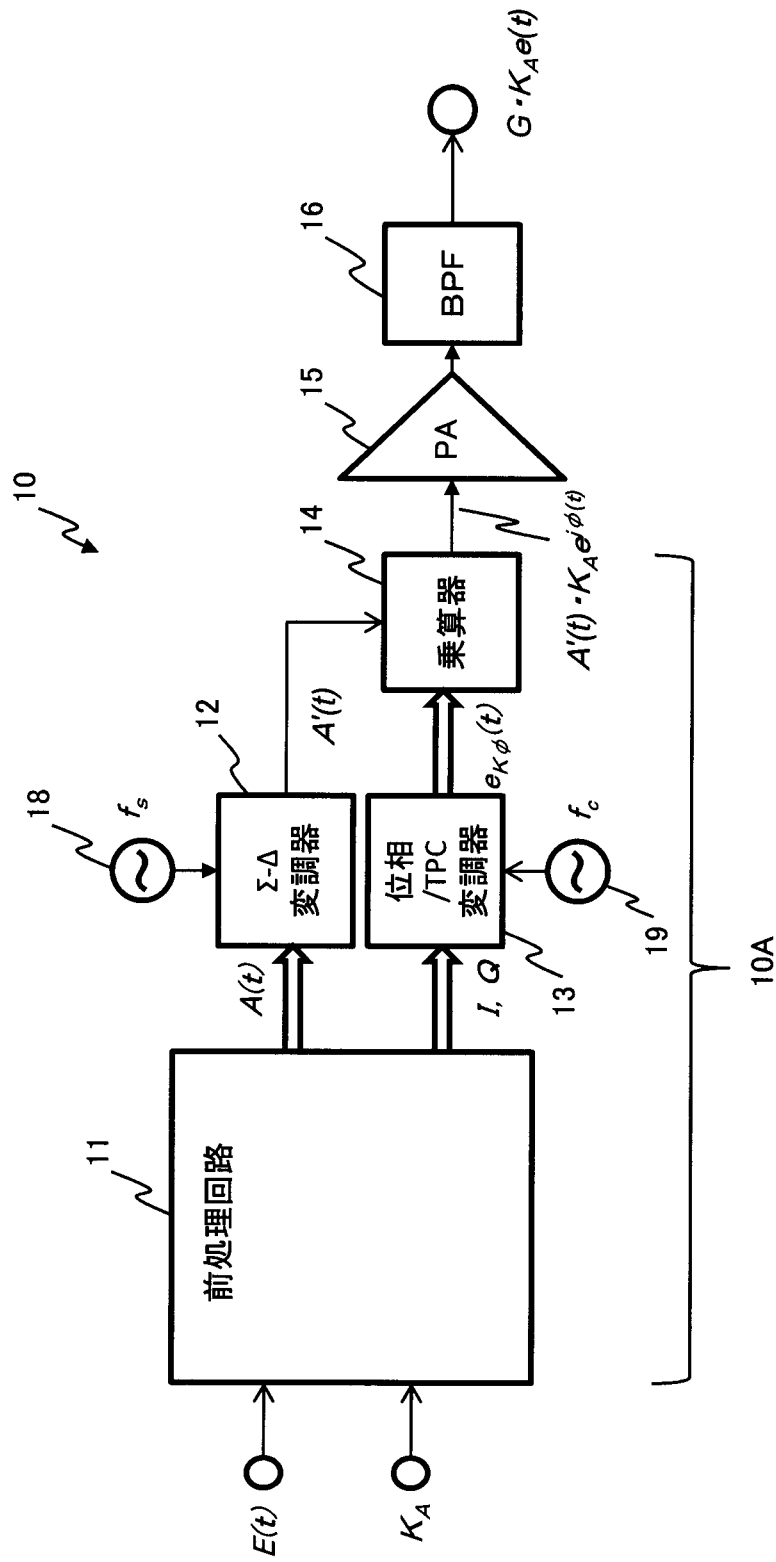
前記誤差が前記許容範囲内である場合に、前記電圧制御部は、前記電力増幅器に印加する印加電圧の値を小さくする

請求項6に記載の送信回路。

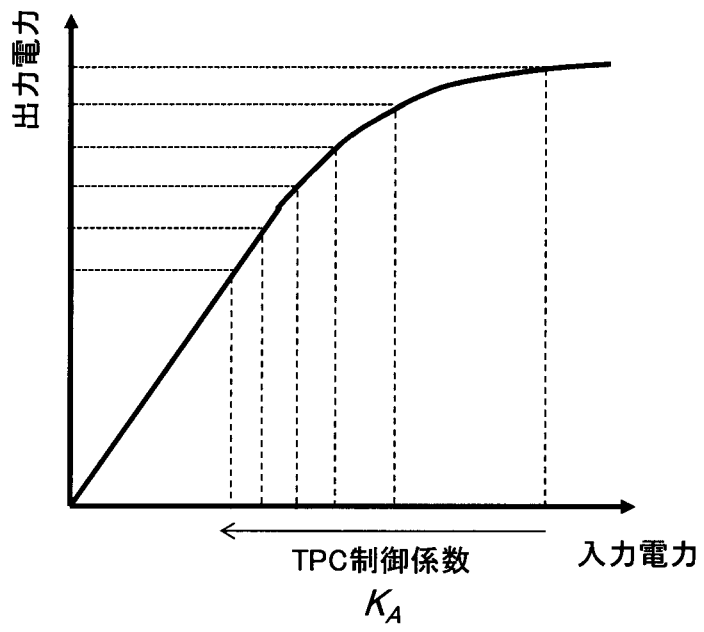
[図1]



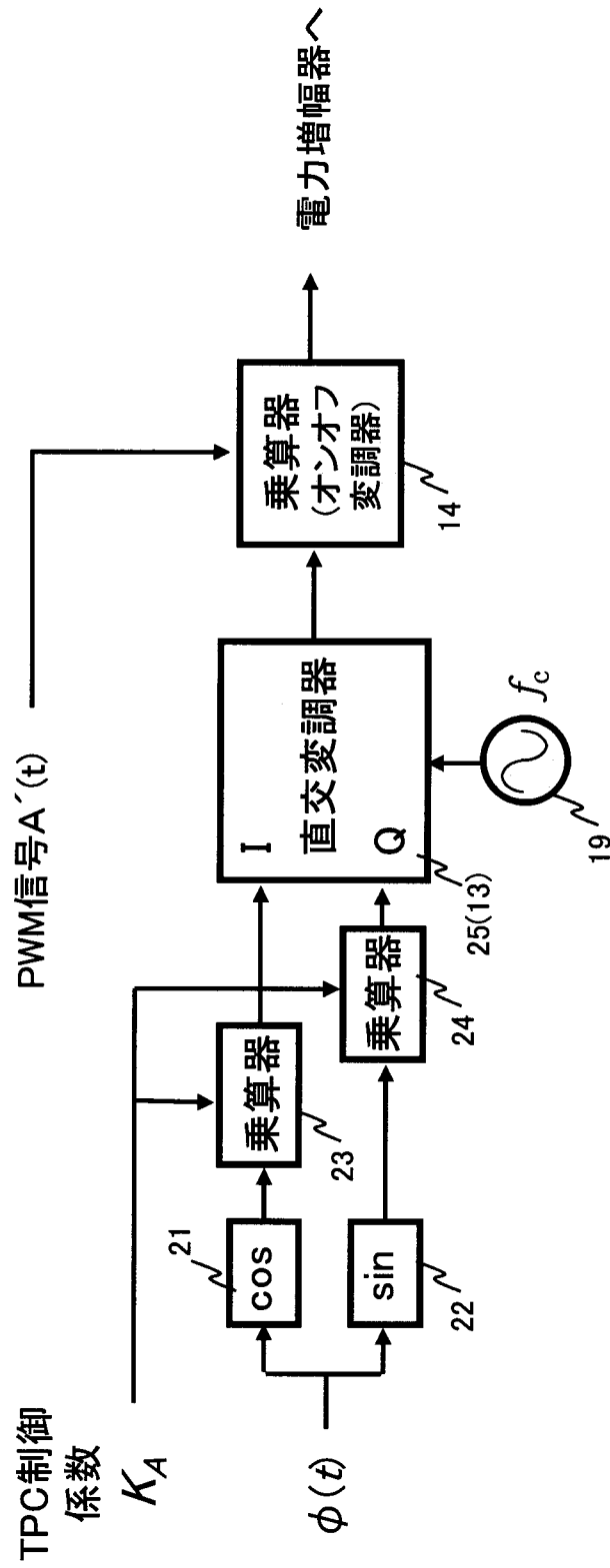
[図2]



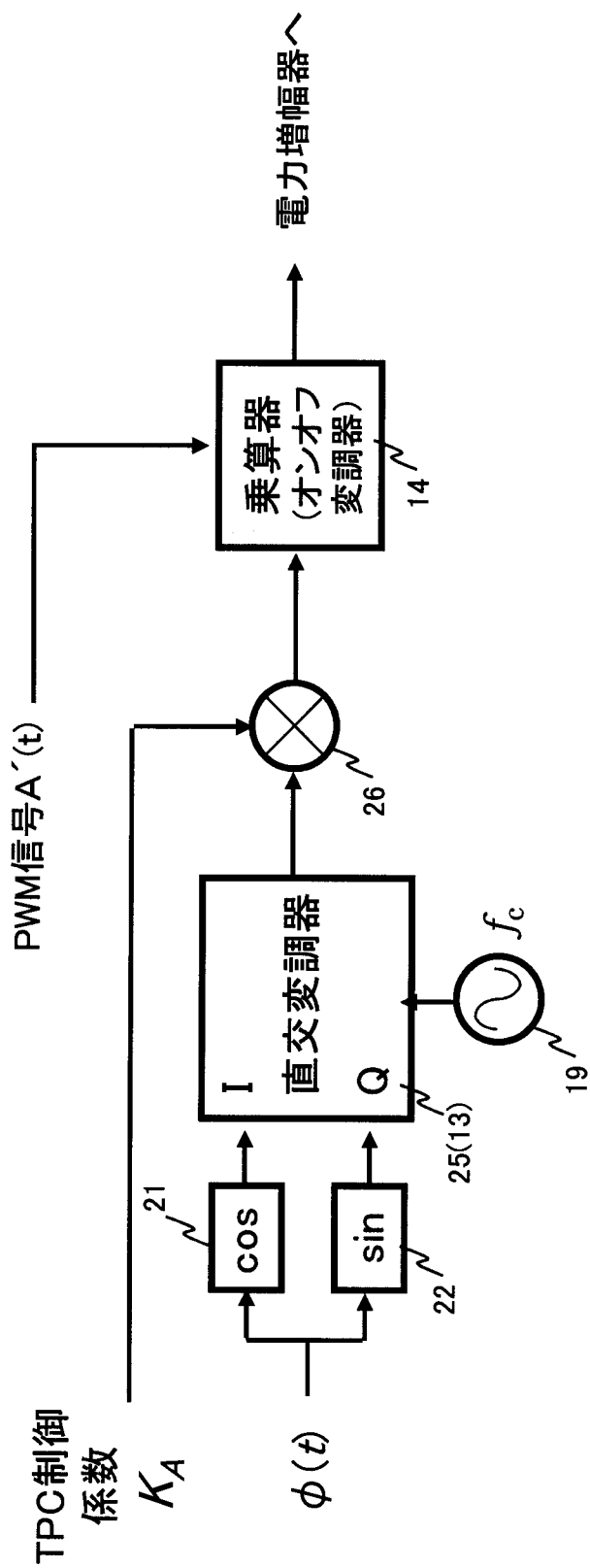
[図3]



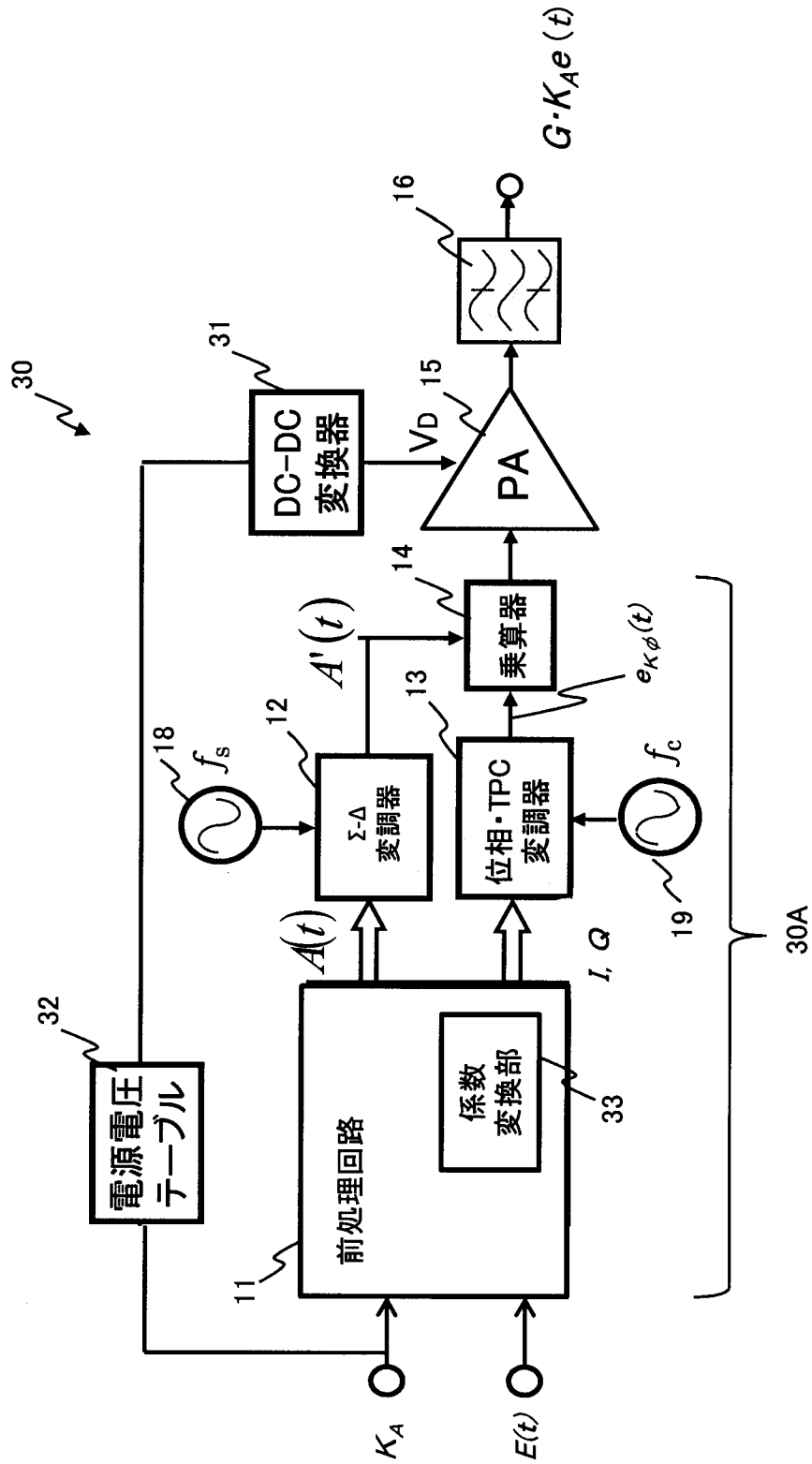
[図4]



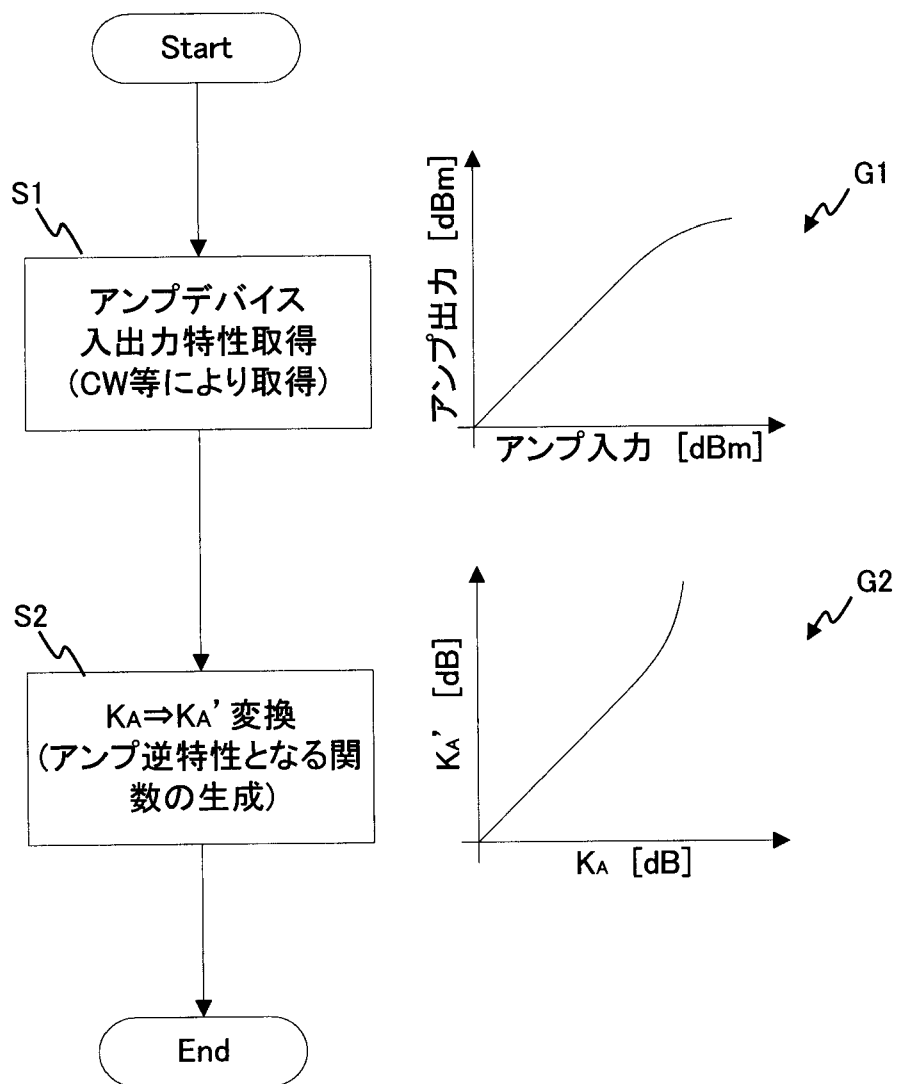
[図5]



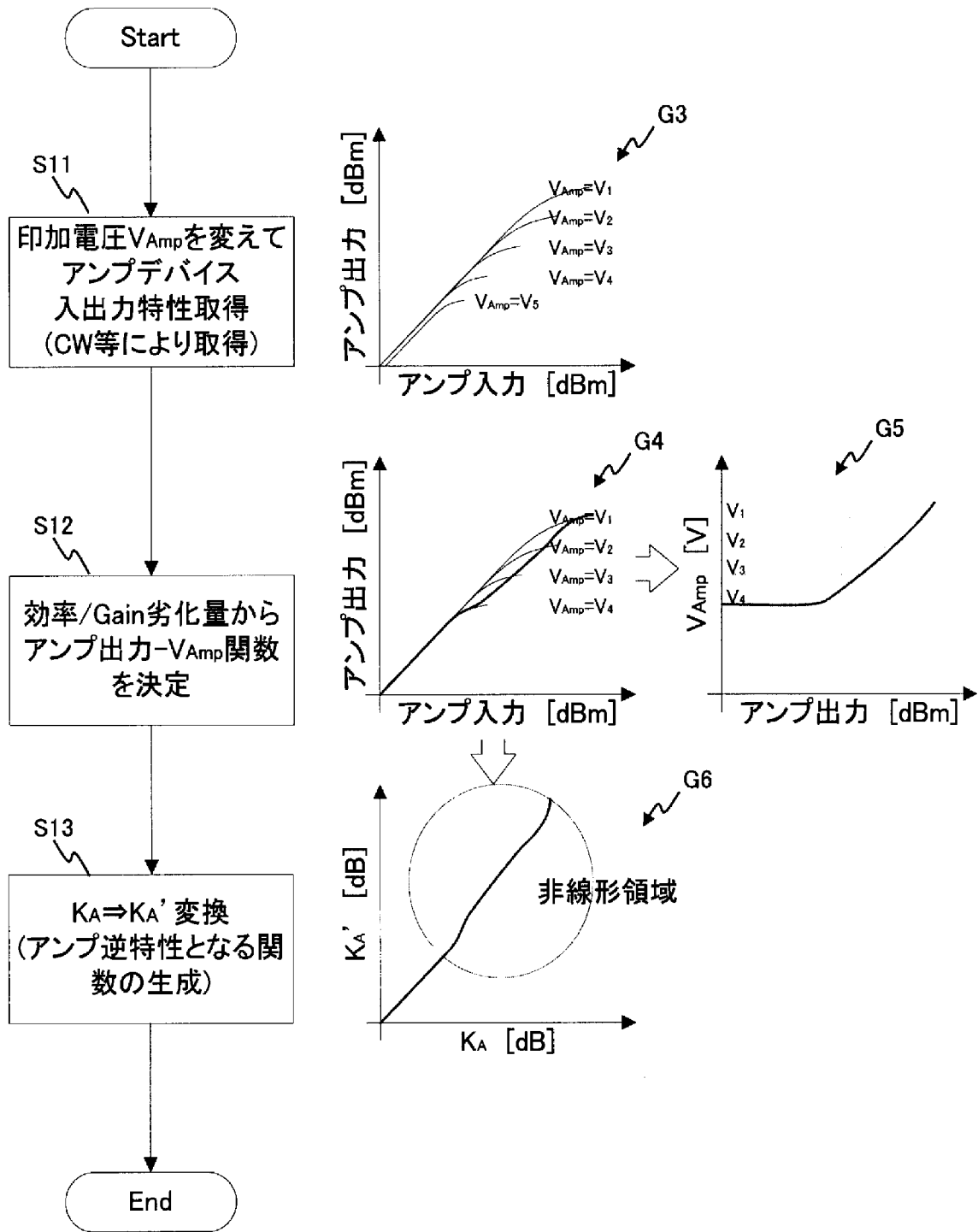
[図6]



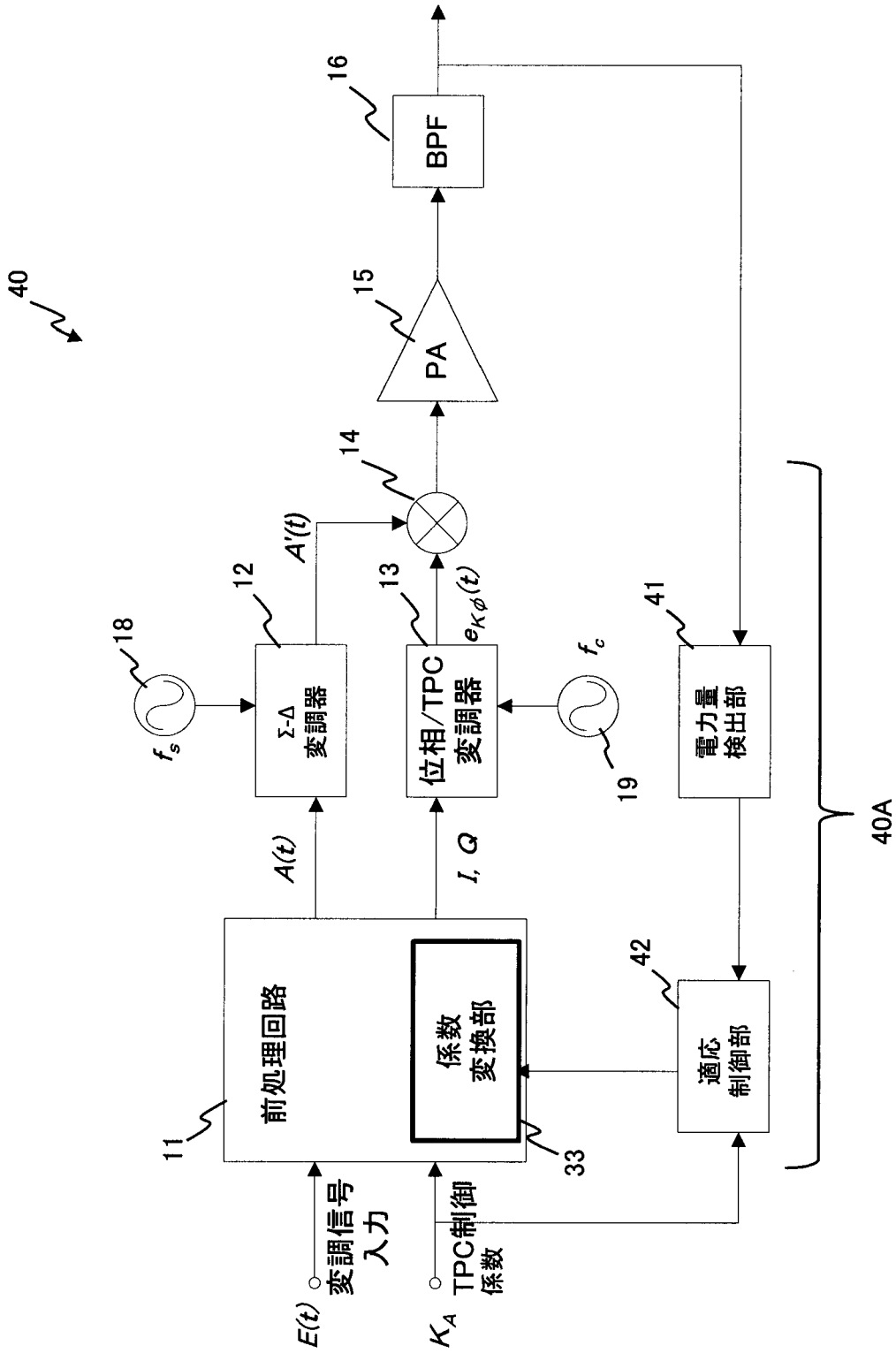
[図7]



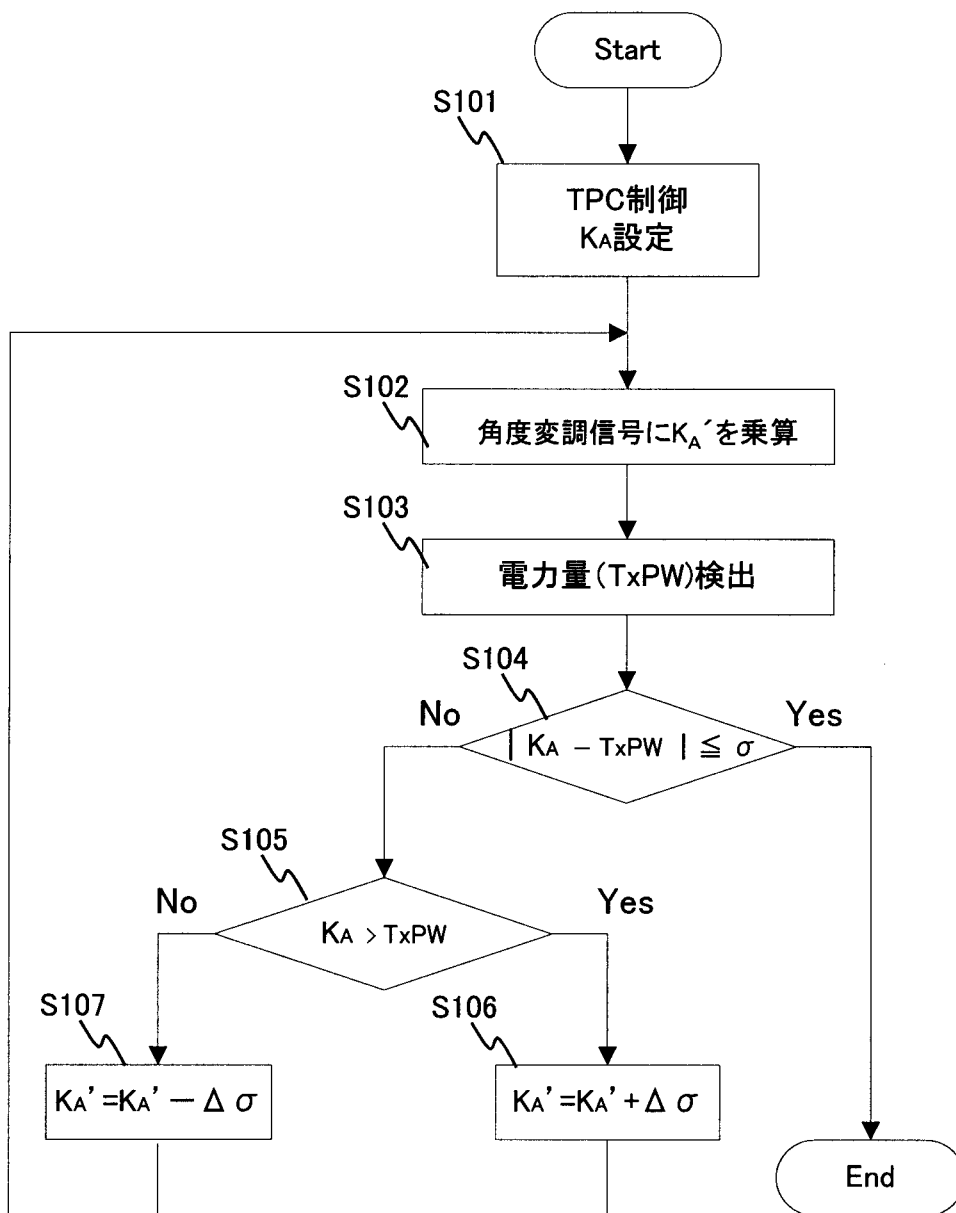
[図8]



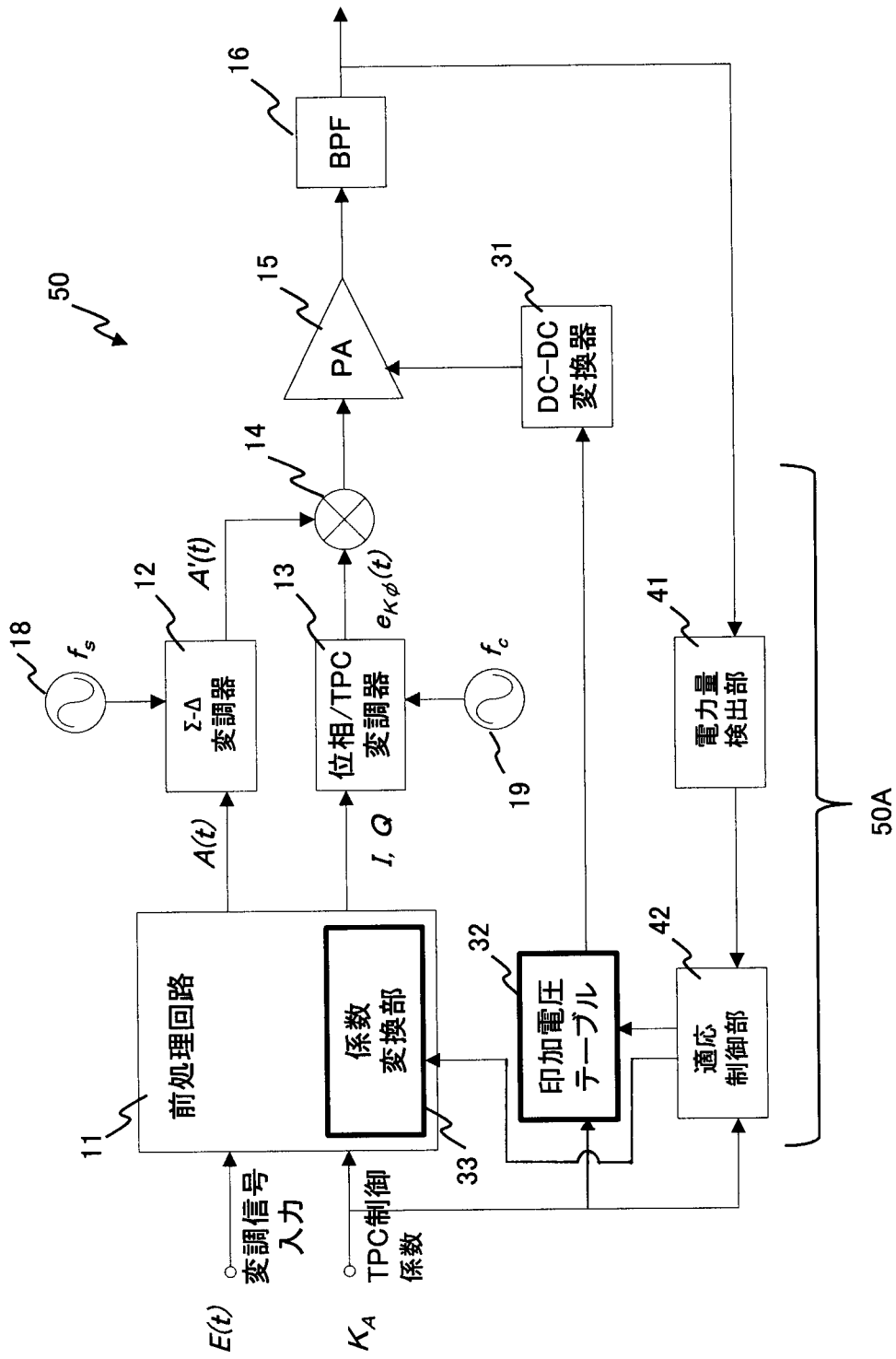
[図9]



[図10]



[図11]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2010/072817

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L27/32(2006.01) i, H03F1/06(2006.01) i, H03F3/24(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)

H04L27/32, H03F1/06, H03F3/24

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	1996-2011
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2011	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2011

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

IEEE

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2008-104160 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 01 May 2008 (01.05.2008), abstract & US 2008/0068240 A1	1-8
A	JP 2009-523327 A (Panasonic Corp.), 18 June 2009 (18.06.2009), abstract & US 2007/0165746 A1 & WO 2007/080996 A1 & CN 101371458 A	1-8

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
09 March, 2011 (09.03.11)

Date of mailing of the international search report
22 March, 2011 (22.03.11)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2010/072817

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 2009-530914 A (Inter Digital Technology Corp.), 27 August 2009 (27.08.2009), abstract & US 2007/0211821 A1 & EP 1994705 A & WO 2007/106460 A2	1-8
A	JP 2005-286995 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 13 October 2005 (13.10.2005), abstract & US 2007/0147541 A1 & WO 2005/083891 A1	1-8
A	WO 2007/004518 A1 (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 11 January 2007 (11.01.2007), fig. 8 & US 2007/0013567 A1 & EP 1881611 A1	1-8

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
 Int.Cl. H04L27/32(2006.01)i, H03F1/06(2006.01)i, H03F3/24(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. H04L27/32, H03F1/06, H03F3/24

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 1971-2011年
 日本国実用新案登録公報 1996-2011年
 日本国登録実用新案公報 1994-2011年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)
 IEEE

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2008-104160 A (松下電器産業株式会社) 2008.05.01, 要約欄 & US 2008/0068240 A1	1-8
A	JP 2009-523327 A (パナソニック株式会社) 2009.06.18, 要約欄 & US 2007/0165746 A1 & WO 2007/080996 A1 & CN 101371458 A	1-8
A	JP 2009-530914 A (インターデジタル テクノロジー コーポレーション) 2009.08.27, 要約欄 & US 2007/0211821 A1 & EP 1994705 A & WO 2007/106460 A2	1-8

C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー	の日の後に公表された文献
「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	「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
「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	「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
「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)	「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
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献	「&」同一パテントファミリー文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願	

国際調査を完了した日 09.03.2011	国際調査報告の発送日 22.03.2011
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) 彦田 克文 電話番号 03-3581-1101 内線 3556

5 K | 9 1 8 2

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 2005-286995 A (松下電器産業株式会社) 2005.10.13, 要約欄 & US 2007/0147541 A1 & WO 2005/083891 A1	1-8
A	WO 2007/004518 A1 (松下電器産業株式会社) 2007.01.11, 図8 & US 2007/0013567 A1 & EP 1881611 A1	1-8