

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5493227号  
(P5493227)

(45) 発行日 平成26年5月14日(2014.5.14)

(24) 登録日 平成26年3月14日(2014.3.14)

(51) Int. Cl. F I  
 H O 4 L 27/32 (2006.01) H O 4 L 27/00 D  
 H O 3 F 3/24 (2006.01) H O 3 F 3/24

請求項の数 8 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2009-291060 (P2009-291060)	(73) 特許権者	000005223
(22) 出願日	平成21年12月22日(2009.12.22)		富士通株式会社
(65) 公開番号	特開2011-135200 (P2011-135200A)		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(43) 公開日	平成23年7月7日(2011.7.7)	(73) 特許権者	504133110
審査請求日	平成24年9月7日(2012.9.7)		国立大学法人電気通信大学 東京都調布市調布ヶ丘一丁目5番地1
		(74) 代理人	100113608
			弁理士 平川 明
		(74) 代理人	100105407
			弁理士 高田 大輔
		(74) 代理人	100089244
			弁理士 遠山 勉

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送信回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

変調信号の振幅変調成分を - 変調してパルス幅変調信号を出力する - 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。

10

【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、  
 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。

20

【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。

30

【発明の詳細な説明】

【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。

40

【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】

50

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

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】

$$e(t) = A(t) \{ \cos(\theta(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t) - \sin(\theta(t)) \cdot \sin(2\pi f_c t) \} \\ = \operatorname{Re}[E(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad \dots \text{(式2)}$$

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

$A(t)$  は、変調波の振幅（振幅成分）を表す。 $\theta(t)$  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  $\theta(t)$  で変調された信号を発生する。一方、振幅成分  $A(t)$  は、 $\theta(t)$  変調器（または  $\theta(t)$  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】

$$A'(t) = A(t) + Q_A(t) \quad \dots \text{(式4)}$$

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  $\theta(t)$  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  $\theta(t)$  変調してパルス幅変調信号を出力する  $\theta(t)$  変調器と、

10

20

30

40

50

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】

10

【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。

20

【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 $K_A < 1$ 、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。

30

【0019】

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

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】

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

40

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。

50

## 【 0 0 2 2 】

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。

## 【 0 0 2 3 】

< 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 1 0 は、送信回路 1 0 A と、送信回路に接続された電力増幅器（パワーアンプ：P A、「飽和増幅器」ともいう）1 5 と、電力増幅器 1 5 に接続されたバンドパスフィルタ（B P F）1 6 とを備え、B P F 1 6 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。

10

## 【 0 0 2 4 】

送信回路 1 0 A は、入力端子から変調入力（複素包絡線  $E(t)$ ）及び T P C 制御係数  $K_A$  が入力される前処理回路 1 1 と、前処理回路 1 1 に接続された - 変調器（ - 変調器）1 2 と、前処理回路 1 1 に接続された位相 / T P C 変調器 1 3 と、 - 変調器 1 2 の出力信号及び位相 / T P C 変調器 1 3 の出力信号が入力される乗算器 1 4 とを備え、乗算器 1 4 の出力は P A 1 5 に入力される。

## 【 0 0 2 5 】

前処理回路 1 1 は、変調波  $e(t)$  の振幅成分  $A(t)$  を示す信号を - 変調器 1 2 に入力する。 - 変調器 1 2 は、発振器 1 8 からの標本化クロック  $f_s$  を用いて振幅成分  $A(t)$  を P W M 形式の振幅成分  $A'(t)$  に変調する。振幅成分  $A'(t)$  は P W M 信号として乗算器 1 4 に入力される。

20

## 【 0 0 2 6 】

また、前処理回路 1 1 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 1 1 は、変調波  $e(t)$  の瞬時位相  $\theta(t)$  及び T P C 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 / T P C 変調器 1 3 に入力する。

## 【 0 0 2 7 】

位相 / T P C 変調器 1 3 は、直交変調器であり、ベースバンド信号 I , Q で発振器 1 9 からの搬送波  $f_c$  を直交変調した角度変調波  $e_K(t)$  を出力する。乗算器 1 4 は、位相 / T P C 変調器 1 3 からの角度変調波と - 変調器 1 2 からの P W M 信号とを乗算した変調信号を電力増幅器 1 5 に出力する。電力増幅器 1 5 は、所定の送信電力で信号増幅を行い、出力を B P F 1 6 に接続する。B P F 1 6 は、送信帯域外の信号を除去する。B P F 1 6 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。

30

## 【 0 0 2 8 】

実施形態 1 では、振幅変調成分を用いて T P C 制御を行うのではなく、角度変調成分に T P C 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  $E_K(t)$  は以下の式 7 で表すことができる。

## 【 0 0 2 9 】

$$E_K(t) = K_A e^{j\theta(t)} \dots \text{(式 7)}$$

複素包絡線  $E_K(t)$  を位相 / T P C 変調器 1 3 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 / T P C 変調器 1 3 からの出力信号は、乗算器 1 4 において、 - 変調器 1 2 からの P W M 信号  $A'(t)$  で振幅変調される。これによって、乗算器 1 4 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、P W M 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。

40

## 【 0 0 3 0 】

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

図 2 の構成例では、電力増幅器 1 5 への入力信号全体に T P C 制御係数  $K_A$  という振幅

50

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 T P C 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 T P C 制御係数  $K_A$  が決定されることができる。

#### 【 0 0 3 1 】

上述したように、位相 / T P C 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 / T P C 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  $\theta(t)$  に対する余弦  $\cos(\theta(t))$  を求めるコサイン変換部 21 と、瞬時位相  $\theta(t)$  に対する正弦  $\sin(\theta(t))$  を求めるサイン変換部 22 と、 $\cos(\theta(t))$  及び  $\sin(\theta(t))$  に対して T P C 振幅係数  $K_A$  を乗算する乗算器 23 及び 24 を含んでいる。

#### 【 0 0 3 2 】

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  $I = K_A \cos(\theta(t))$ ) 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  $Q = K_A \sin(\theta(t))$ ) が出力される。直交変調器 25、すなわち位相 / T P C 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  $E_K(t) = K_A e^{j\theta(t)}$  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 P W M 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。

#### 【 0 0 3 3 】

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 / T P C 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、T P C 制御係数  $K_A$  が入力される。

#### 【 0 0 3 4 】

図 5 に示す例では、T P C 振幅係数  $K_A$  が直交変調器 25 (位相 / T P C 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乗算される。

#### 【 0 0 3 5 】

実施形態 1 によれば、変調器 12 から出力される P W M 信号に含まれる量子化雑音に対し、T P C 制御係数  $K_A$  ( $K_A < 1$  (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、T P C 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、S N 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。

#### 【 0 0 3 6 】

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。

#### 【 0 0 3 7 】

##### < 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 T P C 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。

#### 【 0 0 3 8 】

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、

10

20

30

40

50

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 TPC 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。

10

【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いとなる電源電圧  $V_D$  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。

20

【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、角度変調成分に乘じる 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。

30

【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】

40

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

50

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ない。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】

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

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】

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

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。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】

10

20

30

40

50



## &lt; 実施形態 3 &gt;

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、BPF 16 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, 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過して電力量検出部 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 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 以下か否かを判定する (ステップ S104)。誤差が許容範囲 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 を上回る場合 (S104 の NO) には、適応制御部 42 は、現在の TPC 制御係数  $K_A$  が電力量  $T \times PW$  より大きいかが否かを判定する (ステップ S105)。

## 【 0064 】

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 (S105 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 を加えた値に設定し (ステップ S106)、処理をステップ S102 に戻す。これに対し、TPC 制御係数  $K_A$  が電力量  $T \times PW$  以下の場合 (S105 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 を減じた値に設定し (ステップ S107)、処理をステップ S102 に戻す。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 6 5 】

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  $T \times PW$  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 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。

## 【 0 0 6 6 】

## &lt; 実施形態 4 &gt;

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。

10

## 【 0 0 6 7 】

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 T P C 制御係数  $K_A$  が設定される (ステップ S 2 0 1)。T P C 制御係数  $K_A$  は前処理回路 1 1 に入力される。

## 【 0 0 6 8 】

前処理回路 1 1 では、係数変換部 3 3 によって T P C 制御係数  $K_A$  が補正係数  $K_A'$  に変換され、角度変調成分に乘算される。その後、実施形態 1 で説明した動作が前処理回路 1 1, 変調器 1 2, 位相 / T P C 変調器 1 3, 乗算器 1 4 で行われる。一方で、電源電圧制御部 3 2 によって、アンプデバイスたる電力増幅器 1 5 に対し、T P C 制御係数  $K_A$  に応じた印加電圧  $V_{amp}$  が D C - D C 変換器 3 1 を介して印加される (ステップ S 2 0 2)。

20

## 【 0 0 6 9 】

乗算器 1 4 の出力信号は、電力増幅器 1 5 で電力増幅され、B P F 1 6 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。B P F 1 6 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過して電力量検出部 4 1 に入力される。電力量検出部 4 1 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 4 2 に入力する (ステップ S 2 0 3)。

30

## 【 0 0 7 0 】

適応制御部 4 2 は、T P C 制御係数  $K_A$  と電力量  $T \times PW$  との差分 (誤差  $P_i$ ) が許容電力誤差範囲、すなわち許容範囲 以下か否かを判定する (ステップ S 2 0 4)。誤差が許容範囲 以下の場合 (S 2 0 4 の Y E S) には、処理がステップ S 2 1 0 に進む。

## 【 0 0 7 1 】

これに対し、誤差が許容範囲 を上回る場合 (S 2 0 4 の N O) 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 4 2 は、現在の T P C 制御係数  $K_A$  が電力量  $T \times PW$  より大きいかが否かを判定する (ステップ S 2 0 5)。

40

## 【 0 0 7 2 】

このとき、T P C 制御係数  $K_A$  が電力量  $T \times PW$  より大きい場合 (S 2 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 を加えた値に設定する (ステップ S 2 0 6)。これに対し、T P C 制御係数  $K_A$  が電力量  $T \times PW$  以下の場合 (S 2 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 を減じた値に設定する (ステップ S 2 0 7)。

## 【 0 0 7 3 】

ステップ S 2 0 6 又は S 2 0 7 が終了すると、ステップ S 2 0 2 ~ S 2 0 5 の処理が繰り返される。二回目のステップ S 2 0 5 (図 1 2 で " S 2 0 5 A " と表記) において、T

50

PC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 $V$ 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 $V$ 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 $V$ を減じた値に設定する。

10

【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 $P_i$ が許容範囲未満か否かを判定する(ステップS211)。誤差が許容範囲 $P_{lim}$ 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 $V$ 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。

20

【0076】

これに対し、誤差が許容範囲未満である場合(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 $V$ 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 $P_{lim}$ 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。

30

【0078】

その後、再度 $K_A'$ 、 $V_{Amp}$ を設定し、許容電力誤差範囲 $P_{lim}$ 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 $P_{lim}$ に入らなければ上記操作が繰り返される。

【0079】

誤差が許容電力誤差範囲 $P_{lim}$ 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。

40

【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

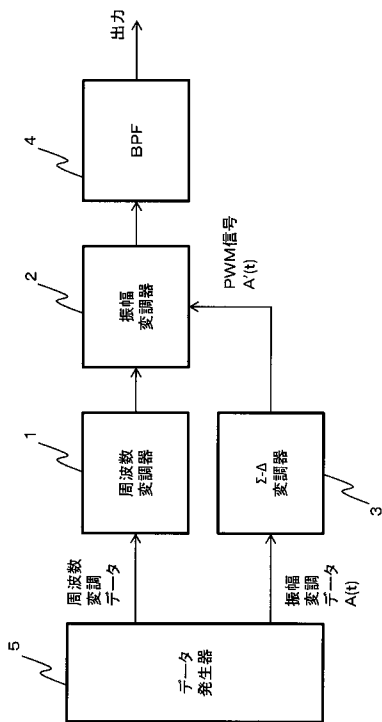
11・・・前処理回路

12・・・変調器

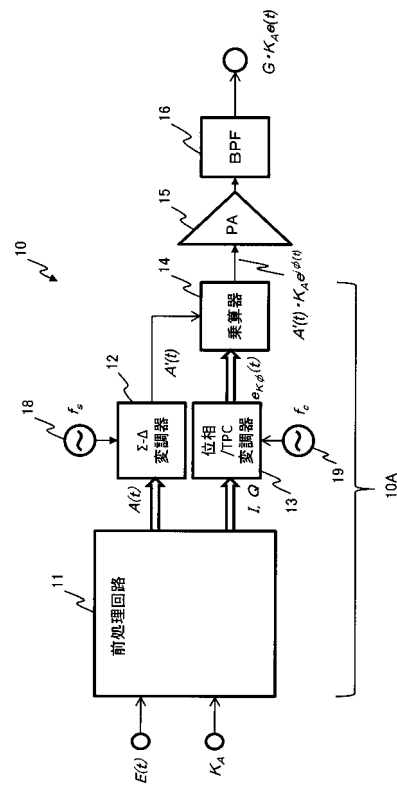
50

- 1 3 . . . 位相 / T P C 変調器
- 1 4 . . . 乗算器
- 1 5 . . . 電力増幅器
- 1 6 . . . バンドパスフィルタ
- 1 8 , 1 9 . . . 発振器
- 2 1 . . . コサイン変換部
- 2 2 . . . サイン変換部
- 2 3 , 2 4 . . . 乗算器
- 2 5 . . . 直交変調器
- 2 6 . . . ミクサ
- 3 1 . . . D C - D C 変換器
- 3 2 . . . 電源電圧制御部
- 3 3 . . . 係数変換部
- 4 1 . . . 電力量検出部
- 4 2 . . . 適応制御部 f

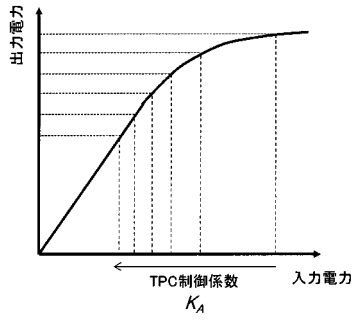
【 図 1 】



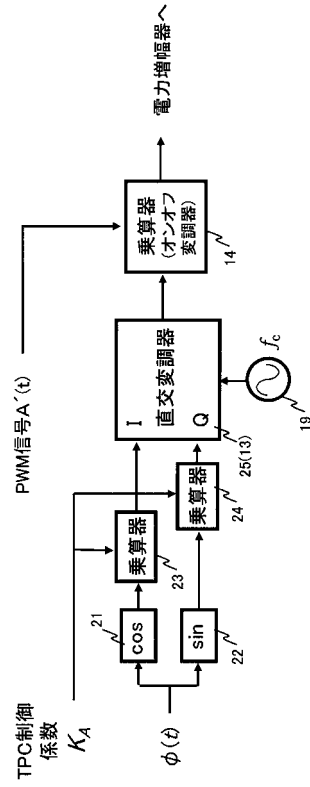
【 図 2 】



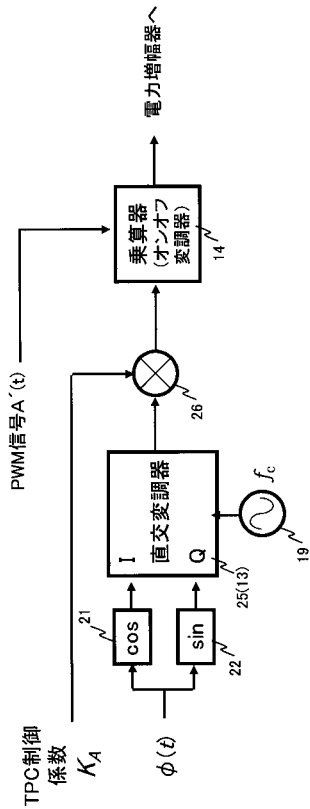
【 図 3 】



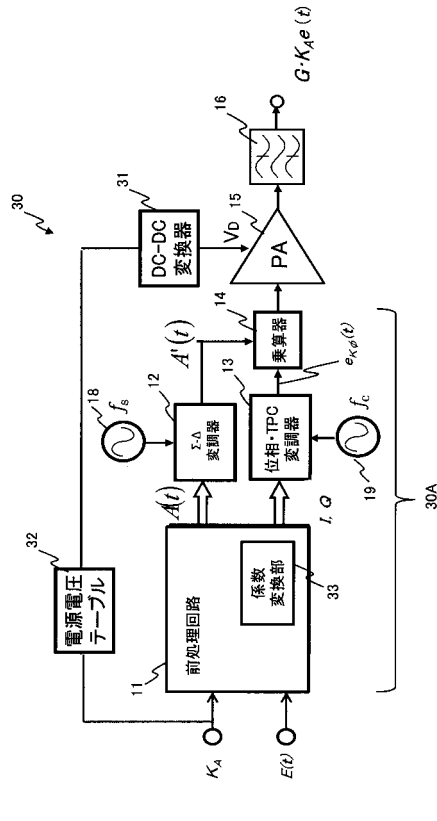
【 図 4 】



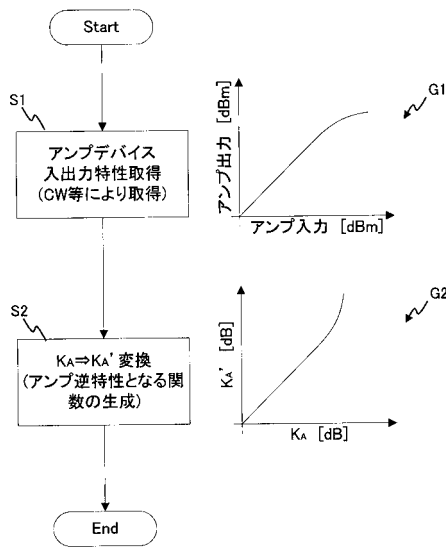
【 図 5 】



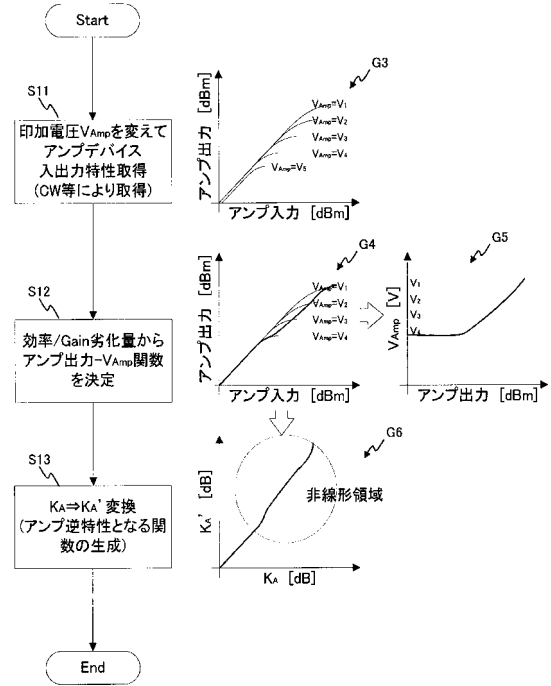
【 図 6 】



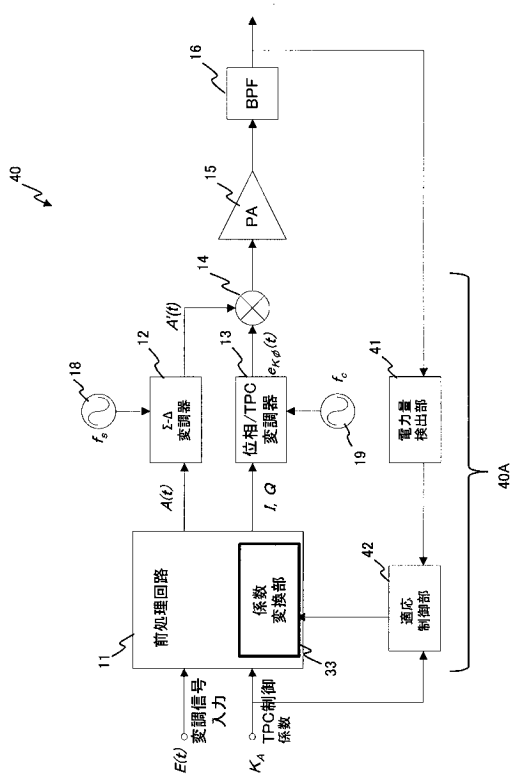
【図7】



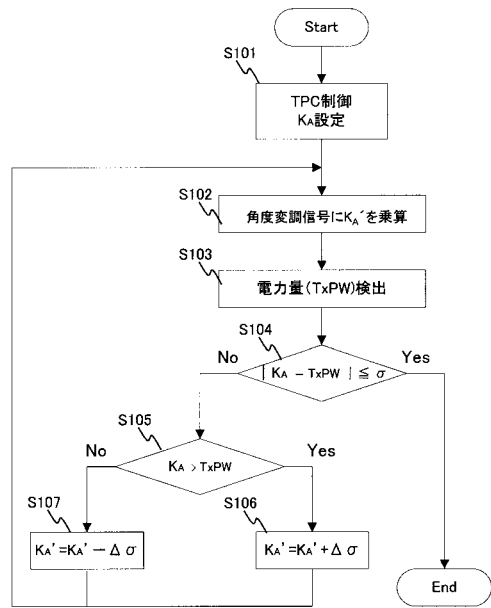
【図8】



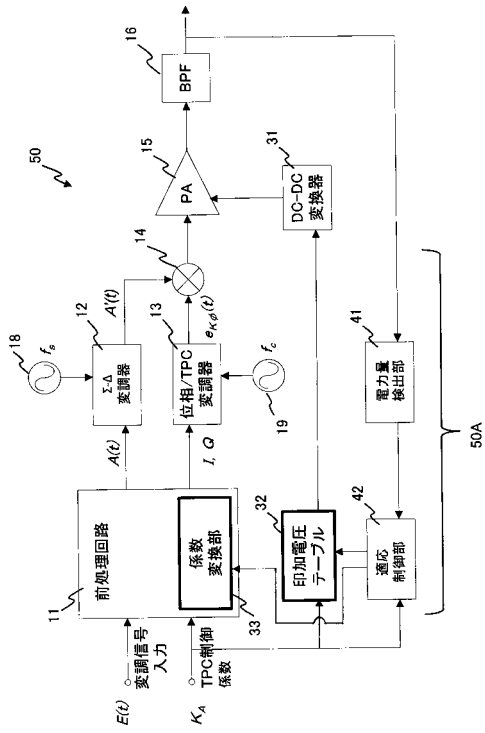
【図9】



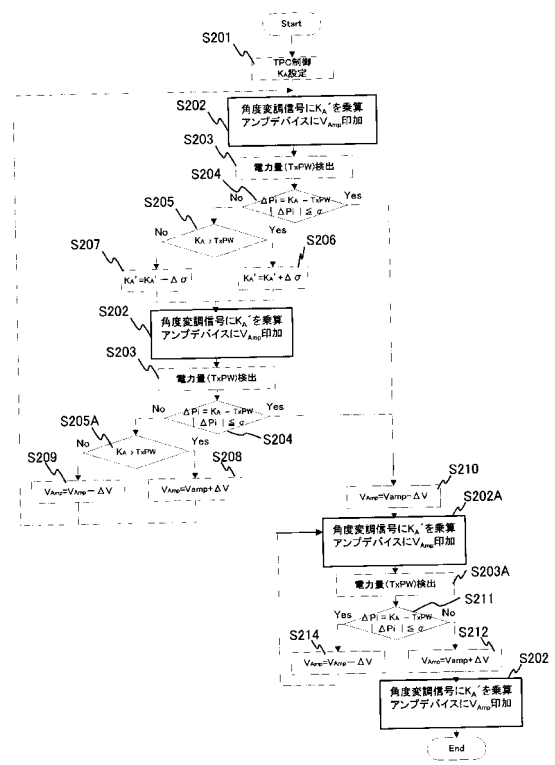
【図10】



【図 1 1】



【図 1 2】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 長谷 和男  
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 福田 英輔  
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 山尾 泰  
東京都調布市調布ヶ丘一丁目5番地1 国立大学法人電気通信大学内

審査官 彦田 克文

- (56)参考文献 特開2008-104160(JP,A)  
特開2005-286995(JP,A)  
特表2009-523327(JP,A)  
特表2009-530914(JP,A)  
国際公開第2007/004518(WO,A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- |      |       |
|------|-------|
| H04L | 27/32 |
| H03F | 3/24  |