



添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

プリディストータ 1 を有する歪補償増幅装置で効率化する。 レベル検出手段 1 1 が信号レベルを検出し、対応記憶手段 1 2 が信号レベルに応じて歪補償係数を出し、プリディストーション実行手段 1 3 が信号に逆特性の歪を与え、フィルタ手段 8 が増幅器 4 出力のフィードバック信号から歪信号成分を出力し、対応取得手段 1 4 が歪信号成分が小さくなるように逆特性を与える関数を構成する学習のための係数を更新する。逆特性を与える関数には直交多項式を用い、各直交関数は入力信号の関数とパラメータとの積の総和であり、パラメータ値は入力信号の関数にフィルタ手段 8 と同一の特性を有するフィルタをかけて得られる関数を各直交関数を構成する入力信号の関数と置換した場合に各直交関数が互いに直交するように設定される。

明 細 書

発明の名称：歪補償増幅装置

技術分野

[0001] 本発明は、増幅器で発生する非線形な歪をプリディストーション方式により補償するプリディストータ（PD：Pre-Distorter）を有する歪補償増幅装置に関し、特に、プリディストーションの学習のための係数（例えば、それによって得られる、増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数によって与えられる対応）を効率的に収束させるプリディストータを有する歪補償増幅装置に関する。

背景技術

[0002] 一般的に、電力増幅器の入出力特性は、入力レベルが低い領域では線形となるが、ある入力レベルを超えると非線形となり、やがて出力電力が飽和する。通常、電力増幅器の電力効率を良くするために飽和点に近い動作点で使用するため、増幅器の非線形性により非線形歪が発生する。この非線形歪によって、希望信号帯域内及び希望信号帯域外（隣接チャネル）へ不要な信号成分が漏洩する。

[0003] 一般的に、時刻を t で表して、増幅器の入力信号を複素数 $z(t)$ とし、増幅器の出力信号を複素数 $y(t)$ とすると、（式1）のように表される。

ここで、（式1）において、Gainは、増幅器のゲインを表しており、実数である。D_nは、増幅器で発生する n 次の非線形歪の係数であり、複素数である。

（式1）は、増幅器の入出力特性をべき級数展開した形であり、右辺の第一項のGain・ $z(t)$ は線形成分（希望波）であり、右辺の第二項以降は非線形成分（不要波）である。

[0004] [数1]

$$\begin{aligned} y(t) = & \text{Gain} \cdot z(t) + D_3 |z(t)|^2 z(t) \\ & + D_5 |z(t)|^4 z(t) + D_7 |z(t)|^6 z(t) + \dots \\ & \dots \quad (\text{式1}) \end{aligned}$$

[0005] (式1)において、3次、5次、7次、・・・といった奇数次の項のみになっている理由は、増幅器の出力信号の周波数スペクトルを見た場合に、奇数次歪のスペクトルが線形成分 $G_{ain} \cdot z(t)$ のスペクトルの近傍に発生するためである。一方、偶数次歪は、ベースバンド帯に発生する差周波成分と2倍以上の高調波となって現れるため、帯域制限フィルタ（或いは、帯域通過フィルタ）等で容易に減衰させることができる。

[0006] 特に、基地局装置では送信電力が高いため、非線形歪は、ACLR (Adjacent Channel Leakage power Ratio)、スプリアス規格、スペクトラムエミッションマスクなどで厳しく規定されている。こうしたことから、非線形歪をいかにして低減するかが大きな問題となっている。

このような電力増幅器の非線形歪を補償する歪補償方式の一つとして、プリディストーション方式がある。プリディストーション方式は、電力増幅器の非線形特性であるAM-AM変換、AM-PM変換の逆特性を増幅器の入力信号に予め与えることにより、電力増幅器で発生する歪を補償する方式である。

[0007] 図11には、プリディストーション方式を用いて電力増幅器の歪を補償するプリディストータ付き増幅器の構成例を示してある。なお、入力信号は、例えば制御部14において波形比較法が用いられる場合のように、必要な場合には、制御部14にも入力される。

図2には、プリディストーション実行部13の構成例を示してある。

なお、図11に示される各処理部1～7、11～14は、後述する本発明に係る実施例で参照する図1に示されるものと同様であり、また、図2は、後述する本発明に係る実施例で参照するものであり、ここでは、説明の便宜上から参照するが、本発明を不要に限定する意図は無い。

[0008] ここで、歪補償テーブル12の適応更新アルゴリズムとしては、波形比較法や、帯域外の歪電力を誤差関数とした摂動法などが用いられる。

波形比較法は、制御部14において、A/D変換器7から取得したフィー

ドバック信号（歪を含んだ電力増幅部 4 の出力信号）と入力信号（入力側から制御部 1 4 に入力される信号）とから誤差信号を計算し、LMS（Least Mean Square error）などのアルゴリズムを用いて歪補償テーブル 1 2 の内容を収束させる方法である。

摂動法は、フィードバック信号をフーリエ変換して計算した帯域外の電力を評価関数とし、プリディストータ 1 の係数を変化させたときに評価関数が小さい方を選択して歪補償テーブル 1 2 の内容を収束させる方法である。

[0009] 上記した両者の方法にはそれぞれ特徴があり、波形比較法では、入力信号と出力信号との遅延時間や振幅の調整にかなりの精度を要するため、処理が複雑になる。一方、摂動法では、フィードバック信号のみを用いるため、比較的簡単な処理で実現することができるが、収束に要する時間が長くなる。

[0010] まず、（問題 1）について説明する。

上述のような従来のプリディストータでは、プリディストーションのための情報（例えば、歪補償テーブル 1 2 の内容）を効率的に収束させるという点で、未だに開発の余地があり、更なる効率化が望まれていた。

具体例として、メモリレスプリディストータにおいては、各々の次数のプリディストータの係数が互いに影響を及ぼし合うため、適応的に収束させるために長い時間を要するという問題があった。

[0011] 同様に、メモリ効果を補償するプリディストータ（メモリ効果プリディストータ）においても、各々の次数のプリディストータの係数が互いに影響を及ぼし合うため、適応的に収束させるために長い時間を要するという問題があった。

また、上記のような 2 つのプリディストータの両方を用いる場合には、それぞれのプリディストータ内の係数が独立していても、プリディストータ間で互いに影響を及ぼし合うため、適応的に収束させるために長い時間を要するという問題があった。

[0012] このような（問題 1）を解消するために、後述する本発明に係る実施例で

示されるように、適応させるプリディストータにおいて、増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数として直交関数から構成される直交多項式を用いて、収束時間を短くする効果的な手法が考えられる（例えば、本出願人による特願2007-285032号参照。）。

[0013] 次に、（問題2）について説明する。

図12には、プリディストーションの学習のための係数の適応アルゴリズムとして波形比較法を用いた場合における制御部101の構成例として、背景技術に係る制御部101（図11に示される制御部14に対応するもの）の演算に関する構成例を示してある。なお、図12には、A/D変換器7や歪補償テーブル12も示してある。

[0014] ここで、プリディストーションの学習のための係数 A_i 、 B_i の適応アルゴリズムを用いた場合の更新方法について説明する。

なお、 Φ_i 、 A_i 、 B_i 、 $E[\cdot]$ の関数については後述する実施例で説明する。

本例の制御部101は、減算器111と、アダプティブアルゴリズム部112を備えている。

減算器111は、プリディストータへの入力信号からA/D変換器7からの入力信号を減算することにより、プリディストータへの入力信号（歪の無い信号）と増幅器（本例では、電力増幅部4の増幅器）からのフィードバック信号（歪のある信号）との差分を誤差信号 $e(t)$ として求める。本例では、非線形歪成分が誤差信号 $e(t)$ となる。

アダプティブアルゴリズム部112は、減算器111により得られた誤差信号 $e(t)$ を用いて、LMSアルゴリズムにより、（式2）、（式3）に示されるアルゴリズムを用いて、プリディストーションの学習のための係数（例えば、それによって得られる、歪補償テーブル12の内容）を更新する。

[0015]

[数2]

$$A_i[t+1] = A_i[t] + \mu (E[\Phi_i^*(t)e(t)] / E[|\Phi_i(t)|^2]) \quad \dots (式2)$$

[0016] [数3]

$$B_i[t+1] = B_i[t] + \mu (E[\Phi_i^*(t)e(t)] / E[|\Phi_i(t)|^2]) \quad \dots (式3)$$

[0017] ここで、 $0 < \mu \leq 1$ であり、誤差の大きさを分母の $E[|\Phi_i(t)|^2]$ で正規化している。誤差信号 $e(t)$ は、(式4)のように表される。

(式4)において、 $x(t)$ はプリディストータへの入力信号を表しており、 PA_{out} は増幅器の出力信号をフィードバックしたものである制御部101への入力信号を表している。また、 τ は時間の同期誤差を表しており、 $Gain'$ は増幅器の増幅率による振幅の調整のための係数を表している。

[0018] [数4]

$$e(t) = x(t) - PA_{out}(t - \tau) / Gain' \quad \dots (式4)$$

[0019] この場合に、重要になるのが遅延時間とレベル（振幅）の調整である。歪を完全に補償した場合には誤差 $e(t) = 0$ となるが、遅延時間差がある場合 ($\tau \neq 0$ である場合) や、 $Gain' * x(t) \neq PA_{out}(t)$ である場合には、誤差 $e(t) \neq 0$ となり、歪があるように見えてしまう。

例えば、希望信号電力と歪電力との比は30～60 [dB] といったように非常に大きいため、この調整は重要になる。この問題を解決しようとした場合には、複雑で精度の良い演算を要することから、回路規模が大きくなってしまいうという問題があった。

[0020] このように、上述のような従来のプリディストータの構成（例えば、図12に示される構成）では、プリディストーションの学習のための係数（例え

ば、それによって得られる、歪補償テーブル 12 の内容) を適応アルゴリズムを用いて収束させる構成についても、未だに開発の余地があり、更なる効率化が望まれていた。

- [0021] このような(問題 2) を解消するために、後述する本発明に係る実施例で参照される図 3 (a)、(b) に示されるような構成を用いて、適応アルゴリズムに波形比較法を用いた場合における複雑で精度の良い演算を不要として回路規模を削減する手法が考えられる(例えば、本出願人による特願 2007-285032 号参照。)

先行技術文献

特許文献

- [0022] 特許文献 1: 特開 2004-112151 号公報
特許文献 2: 特開 2005-101908 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0023] 上述のように、上記した(問題 1) を解消するために、後述する本発明に係る実施例で示されるように、適応させるプリディストータにおいて、増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数として直交関数から構成される直交多項式を用いて、収束時間を短くする効果的な手法が考えられ、また、上記した(問題 2) を解消するために、後述する本発明に係る実施例で参照される図 3 (a)、(b) に示されるような構成を用いて、適応アルゴリズムに波形比較法を用いた場合における複雑で精度の良い演算を不要として回路規模を削減する手法が考えられる(例えば、本出願人による特願 2007-285032 号参照。)
- [0024] しかしながら、このような手法を用いると、収束時間は短くなるものの、後述する図 13 及び図 14 に示されるように、直交多項式の効果を最大限には生かしていないという問題があった。このため、収束時間が短く、且つ、ハードウェア規模を小さくする方法については、未だに改善する余地があり

、更に効果的な方法の開発が期待されていた。

[0025] 本発明は、このような従来の事情に鑑み為されたもので、増幅器で発生する非線形な歪をプリディストーション方式により補償するに際して、プリディストーションの学習のための係数（詳細については本発明の実施例（[第1実施例の構成の説明]以降）にて後述する）を効率的に収束させることができるプリディストータを有する歪補償増幅装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0026] 上記目的を達成するため、本発明では、増幅器のもつ非線形特性によって発生する歪を補償するために前記非線形特性の逆特性をもつ信号を生成して前記増幅器に出力するプリディストータを有する歪補償増幅装置において、次のような構成とした。

すなわち、レベル検出手段が、前記プリディストータに入力される信号のレベルを検出する。対応記憶手段が、前記プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を記憶し、前記レベル検出手段により検出された前記プリディストータに入力される信号のレベルを入力して前記プリディストーションを実行するための歪補償係数を出力する。プリディストーション実行手段が、前記対応記憶手段から出力された前記プリディストーションを実行するための歪補償係数と、前記プリディストータに入力される信号とを入力し、前記プリディストータに入力される信号に対して前記プリディストーションを実行するための歪補償係数に基づいて前記増幅器のもつ非線形特性によって発生する歪の逆特性の歪を与え、前記増幅器に出力する。フィルタ手段が、方向性結合器により分配される前記増幅器出力のフィードバック信号から希望波周波数成分を除去して歪信号成分を出力する。対応取得手段が、前記フィルタ手段により取得された前記歪信号成分が小さくなるように前記プリディストータに入力される信号に対して増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数を構成するプリディストーションの学習のための係数を更新し、更新した前記プリデ

ィストーションの学習のための係数に基づいて前記プリディストータに入力される信号のレベルと前記プリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を取得して前記対応記憶手段に出力する。

そして、前記増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数には直交多項式を用いる。前記直交多項式を構成する各直交関数は、前記プリディストータに入力される信号の値とその信号のレベルのべき乗の積である 1 個以上の入力信号の関数と、前記入力信号の関数にそれぞれ対応するパラメータとの積の総和である。前記 1 個以上のパラメータの値は、前記入力信号の関数に前記フィルタ手段と同一のフィルタ特性を有するフィルタをかけて得られる関数を前記各直交関数を構成する前記入力信号の関数と置換した場合に前記各直交関数が互いに直交するように設定される。

[0027] 従って、直交多項式を構成するプリディストーションの学習のための係数を更新して、プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を取得することが行われるため、例えば、増幅器で発生する非線形な歪をプリディストーション方式により補償するに際して、プリディストーションの学習のための係数（詳細については本発明の実施例（〔第 1 実施例の構成の説明〕以降）にて後述する）を効率的に収束させることができ、収束に要する時間を短縮化することができる。

[0028] また、例えば、フィードバック信号から抽出された歪信号成分を小さくするアルゴリズムを用いて、プリディストーションの学習のための係数を更新することにより、従来の波形比較法と比べて、複雑な処理（演算）を不要として回路規模を小さくすることができ、このような処理の簡易化によって、プリディストーションの学習のための係数を効率的に収束させることができ、収束に要する時間を短縮化することができる。

[0029] また、フィードバック信号からフィルタ手段により歪信号成分を抽出してそれが小さくなるように制御する構成において、前記 1 個以上のパラメータの値を求める場合に、それぞれのパラメータに係る入力信号の関数に対して

当該フィルタ手段と同一のフィルタ特性を有するフィルタをかけることにより、更に、良好な直交化を実現して、プリディストーションの学習のための係数を効率的に収束させることができ、収束に要する時間を短縮化することができる。

なお、本発明は、例えば、メモリレスPDや、メモリPDや、メモリレスPDとメモリPDを並列で使用した構成など、直交多項式を用いることが可能な種々なPDに適用することが可能である。

[0030] ここで、歪を補償する程度（精度）としては、実用上で有効であれば、種々な態様が用いられてもよい。

また、信号のレベルとしては、例えば、電力や振幅のレベルなどを用いることができる。

[0031] また、フィードバック信号に含まれる歪の成分が小さく（好ましくは、最小に）なるように制御する態様としては、種々な態様が用いられてもよく、例えば、摂動法などを用いることができる。

また、直交多項式を構成するプリディストーションの学習のための係数としては、例えば、メモリレスプリディストータの場合には3次、5次、7次、・・・といった奇数次の1つ又は複数の係数（ A_3 、 A_5 、 A_7 、・・・）が用いられ、メモリ効果プリディストータの場合には2次、4次、6次、・・・といった偶数次の1つ又は複数の係数（ B_2 、 B_4 、 B_6 、・・・）が用いられる。また、メモリレスプリディストータとメモリ効果プリディストータの両方が用いられる場合には、両方の係数（両方を合わせて、複数の係数）が用いられる。

[0032] また、プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応としては、例えば、直交多項式を用いて表現される、増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数によって与えられる対応とは異なるもの（従来のべき級数を用いて表現されるもの）が用いられてもよい。なぜなら、これら両方（直交多項式と従来のべき級数）の係数は互いに変換することが可能である。

また、例えば、更新対象となるプリディストーションの学習のための係数と、プリディストータに入力される信号のレベルに対応付けられるプリディストーションを実行するための歪補償係数としては、同一のものが用いられてもよい。

なお、直交多項式を構成するプリディストーションの学習のための複数の係数は、理想的には、互いに影響を及ぼさず、それぞれ独立に更新することが可能である。

[0033] また、プリディストーションを実行するための歪補償係数は、増幅器の非線形特性の逆特性（例えば、AM-AM特性及びAM-PM特性の逆特性や、メモリ効果の逆特性や、これら両方）を入力信号に与えるためのものである。

また、対応記憶手段としては、例えば、プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応をメモリのテーブルなどにより記憶する。

[0034] また、希望波周波数成分としては、例えば、増幅器に入力される信号（希望波）の周波数帯域の成分が用いられ、この場合、フィードバック信号から希望波周波数成分を除去した信号成分は、例えば、希望波の周波数帯域外の帯域に存在する歪成分（増幅器で発生した歪の成分）となる。

また、フィルタとしては、例えば、帯域通過フィルタや、帯域制限フィルタなどを用いることができる。

また、歪成分を小さくするアルゴリズムとしては、種々なものが用いられてもよい。

[0035] また、各直交関数が、プリディストータに入力される信号の値とその信号のレベルのべき乗の積である1個以上の入力信号の関数と、前記入力信号の関数にそれぞれ対応するパラメータとの積の総和として表される数式としては、直交多項式が実現されるものであれば、種々なものが用いられてもよく、例えば、人により予め設定され、入力信号の関数の次数（例えば、3次、5次、7次、・・・や2次、4次、6次、・・・、など）毎にパラメータが

あるような数式が回路構成などに基づいて設定される。

[0036] 本発明に係る歪補償増幅装置では、一構成例として、次のような構成とした。

すなわち、入力信号関数値取得手段が、前記プリディストータに入力される信号に基づいて、前記各直交関数を構成する前記各入力信号の関数の値をそれぞれ取得する。前記対応取得手段は、前記入力信号関数値取得手段により取得した前記各直交関数を構成する前記各入力信号の関数の値と前記フィルタ手段により取得した歪信号成分とをそれぞれ複素乗算して前記歪信号成分から前記1個以上の直交関数のそれぞれに対応した信号成分を抽出し、前記抽出した信号成分毎にそれが小さくなるように、前記プリディストーションの学習のための係数を更新する。

[0037] 従って、歪信号成分を小さくするように制御するに際して、1個以上の直交関数のそれぞれに対応した成分を当該歪信号成分（全ての直交関数についての全体的な歪信号成分）から抽出して、各成分毎にそれが小さくなるように制御することを可能として、制御を効率化することが可能である。

ここで、それぞれの直交関数に対応した信号を取得する場合に、例えば、前記したフィルタ手段と同一のフィルタ特性を有するフィルタを通過した信号を取得することや、或いは、このようなフィルタを通過しない信号を取得することが可能である。

[0038] 本発明に係る歪補償増幅装置では、他の一構成例として、次のような構成とした。

すなわち、前記対応取得手段は、前記フィルタ手段により取得した前記歪信号成分のみを用いて、当該歪信号成分の全体が小さくなるように、前記プリディストーションの学習のための係数を更新する。

従って、例えば、前記した入力信号関数値取得手段を備えることを不要として、装置構成の簡易化や制御の簡易化を図ることができる。

[0039] なお、本発明は、方法や、プログラムや、記録媒体などとして提供することも可能である。

本発明に係る方法では、装置やシステムにおいて各手段が各種の処理を実行する。

本発明に係るプログラムでは、装置やシステムを構成するコンピュータに実行させるものであって、各種の手段として当該コンピュータを機能させる。

本発明に係る記録媒体では、装置やシステムを構成するコンピュータに実行させるプログラムを当該コンピュータの入力手段により読み取り可能に記録したものであって、当該プログラムは各種の処理（手順）を当該コンピュータに実行させる。

[0040] [以下、他の捉え方によるプリディストータの構成例を記載した欄]

以下では、他の捉え方によるプリディストータの構成例（１）～（４）を示す。この欄における記載内容は、他の欄における本願発明の内容に対して不要な限定を加える意図は全く無い。

[0041] （１）増幅器で発生する歪を補償するプリディストータにおいて、次のような構成とした。

すなわち、第１の手段が、前記プリディストータに入力される信号のレベルを検出する。第２の手段が、前記増幅器から出力される信号をフィードバック信号として取得して、第３の手段により当該取得したフィードバック信号から希望波周波数成分を除去した信号成分を取得する。第４の手段が、前記第２の手段が有する前記第３の手段により取得された信号成分を歪成分として、当該歪成分が小さくなるように、直交多項式を用いて表現されるプリディストーションの学習のための係数（例えば、後述する実施例における A_i や B_i ）を更新して、前記プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を取得する。第５の手段が、前記第４の手段により取得された対応に基づいて、前記第１の手段により検出されたレベルに対応したプリディストーションを実行するための歪補償係数に応じて前記増幅器に入力される信号に対してプリディストーションのための歪を与える。

[0042] そして、前記直交多項式を構成する各直交関数（例えば、後述する実施例における ϕ_i ）は、1個以上のパラメータ（例えば、後述する実施例における ϕ_{ij} ）とそれぞれのパラメータに係る入力信号（例えば、後述する実施例における $x(t)$ ）の関数との積の総和として表される（例えば、後述する実施例1における（式15）、後述する実施例2における（式35）、後述する実施例3における（式40））。また、前記1個以上のパラメータの値として、前記それぞれのパラメータに係る入力信号の関数に対して前記第3の手段と同一のフィルタ特性を有するフィルタ（例えば、後述する実施例におけるBPF[]）をかけた数式（例えば、後述する実施例1における（式30）、後述する実施例2における（式37）、後述する実施例3における（式42））を解いて求められた値が設定された。

[0043] （2）プリディストータでは、一構成例として、次のような構成とした。

すなわち、第6の手段が、前記プリディストータに入力される信号に基づいて、1個以上の直交関数のそれぞれに対応した信号を取得する。

前記第4の手段は、前記第6の手段により取得された信号を用いて、前記1個以上の直交関数のそれぞれに対応した成分を前記歪成分から抽出し、抽出した成分毎にそれが小さくなるように、前記直交多項式を用いて表現されるプリディストーションの学習のための係数を更新して、前記プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を取得する。

[0044] （3）プリディストータでは、他の一構成例として、次のような構成とした。

すなわち、前記第4の手段は、前記歪成分（全ての直交関数についての全体的な歪成分）のみを用いて、当該歪成分の全体が小さくなるように、前記直交多項式を用いて表現されるプリディストーションの学習のための係数を更新して、前記プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を取得する。

従って、例えば、前記した第6の手段を備えることを不要として、装置構

成の簡易化や制御の簡易化を図ることができる。

[0045] (4) 一構成例として、プリディストータでは、次のような構成とした。

すなわち、前記第5の手段として、AM-AM特性及びAM-PM特性を補償するメモリレスプリディストータを実現する第7の手段と、メモリ効果を補償するメモリ効果プリディストータを実現する第8の手段を備えた。

また、前記第4の手段は、1つの直交多項式を用いて表現される前記第7の手段と前記第8の手段の両方についてのプリディストーションの学習のための係数を更新して、前記第7の手段と前記第8の手段のそれぞれについて、前記プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を取得する。

[0046] 従って、メモリレスプリディストータとメモリ効果プリディストータの両方が用いられる場合において、例えば、増幅器で発生する非線形な歪をプリディストーション方式により補償するに際して、それぞれのプリディストータにおけるプリディストーションの学習のための係数を効率的に収束させることができ、収束に要する時間を短縮化することができる。

[0047] ここで、前記第7の手段（メモリレスプリディストータ）と前記第8の手段（メモリ効果プリディストータ）は、例えば、それぞれ別のものとして構成されて、並列に配置される。

また、前記第7の手段（メモリレスプリディストータ）と前記第8の手段（メモリ効果プリディストータ）は、例えば、それぞれ、プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を取得や記憶する。

また、1つの直交多項式を用いて表現されるプリディストーションの学習のための係数には、メモリレスプリディストータに関する係数とメモリ効果プリディストータに関する係数の両方が含まれ、これら両方のプリディストータの間の相互作用も考慮される。

[以上、他の捉え方によるプリディストータの構成例を記載した欄]

発明の効果

[0048] 以上説明したように、本発明に係る歪補償増幅装置によると、増幅器で発生する非線形な歪をプリディストーション方式により補償するに際して、プリディストーションの学習のための係数を効率的に収束させることができる。

図面の簡単な説明

[0049] [図1]本発明の一実施例に係るプリディストータ付き増幅器の構成例を示す図である。

[図2]プリディストーション実行部の構成例を示す図である。

[図3] (a) 及び (b) は制御部の構成例を示す図である。

[図4]メモリレスプリディストータの構成例を示す図である。

[図5]本発明の一実施例に係る入力側のフィルタ及びフィードバック系のフィルタの両方が備えられている場合における直交化の状況の一例を示す図である。

[図6]本発明の一実施例に係るフィードバック系のフィルタが備えられているが入力側のフィルタが備えられていない場合における直交化の状況の一例を示す図である。

[図7] A C L R の収束過程の一例を示す図である。

[図8]メモリ効果プリディストータの構成例を示す図である。

[図9]プリディストータの構成例を示す図である。

[図10]本発明の一実施例に係るプリディストータ付き増幅器の他の構成例を示す図である。

[図11]プリディストータ付き増幅器の構成例を示す図である。

[図12]背景技術に係る制御部の構成例を示す図である。

[図13]入力側のフィルタ及びフィードバック系のフィルタが備えられていない場合における直交化の状況の一例を示す図である。

[図14]フィードバック系のフィルタが備えられているが入力側のフィルタが備えられていない場合における直交化の状況の一例を示す図である。

発明を実施するための形態

[0050] 本発明に係る実施例を図面を参照して説明する。

図 1 には、本発明の一実施例に係るプリディストータ付き増幅器の構成例を示してある。本例のプリディストータ付き増幅器は、例えば、基地局装置の送信機などに設けられる。

本例のプリディストータ付き増幅器は、プリディストータ (PD) 1 と、D/A (Digital to Analog) 変換器 2 と、アップコンバータ (周波数変換部) 3 と、電力増幅部 (PA) 4 と、方向性結合器 5 と、ダウンコンバータ (周波数変換部) 6 と、A/D (Analog to Digital) 変換器 7 と、例えば帯域通過フィルタ (BPF: Band Pass Filter) から構成されたフィードバック系のフィルタ 8 と、アンテナ 9 を備えている。

[0051] また、本例のプリディストータ付き増幅器は、 Φ_3 取得部 15 と、例えば帯域通過フィルタから構成されたフィルタ 16 と、 Φ_5 取得部 17 と、例えば帯域通過フィルタから構成されたフィルタ 18 を備えている。

ここで、本例では、フィードバック系のフィルタ 8 と入力側の各フィルタ 16、18 は、全て同じフィルタ特性を有しており、入力信号 (希望信号) の周波数帯域を除去する特性を有している。

なお、 Φ_3 や Φ_5 については後述する。

[0052] プリディストータ 1 には、振幅検出部 11 と、メモリなどで構成される LUT (Look Up Table) からなる歪補償テーブル 12 と、プリディストーション実行部 13 と、制御部 (学習部) 14 を備えている。

[0053] 本例のプリディストータ付き増幅器において行われる動作の概要を説明する。

プリディストータ付き増幅器への入力信号 (例えば、送信対象となる信号) は、プリディストータ 1 に入力されて、振幅検出部 11 及びプリディストーション実行部 13 に入力される。また、プリディストータ付き増幅器への入力信号は、 Φ_3 取得部 15 及び Φ_5 取得部 17 にも入力される。

振幅検出部 11 は、入力された信号の振幅の値を検出して、歪補償テーブ

ル 1 2 へ出力する。この振幅の値は、歪補償テーブル 1 2 の参照引数として対応付けられている。

- [0054] 歪補償テーブル 1 2 は、プリディストーション方式により歪補償を行うためのテーブルを格納している。このテーブルは、歪補償対象となる増幅器（本例では、電力増幅部 4 の増幅器）の非線形特性の逆特性を規定するものであり、一般的に、入力信号の振幅を指標とする AM-AM 特性（振幅）及び AM-PM 特性（位相）に関するものである。

具体的には、歪補償テーブル 1 2 は、振幅の値とプリディストーション実行部 1 3 へ供給するための歪補償係数（制御係数）との対応を記憶しており、振幅検出部 1 1 から入力された振幅の値に対応した歪補償係数をプリディストーション実行部 1 3 へ出力する。

- [0055] プリディストーション実行部 1 3 は、歪補償テーブル 1 2 から入力された歪補償係数（歪補償テーブル 1 2 の参照結果）に従って、入力信号に対してプリディストーションの歪を与えることにより、入力信号の振幅や位相を補償して、当該補償後の信号を D/A 変換器 2 へ出力する。

D/A 変換器 2 は、プリディストーション実行部 1 3 から入力された信号をデジタル信号からアナログ信号へ変換して、アップコンバータ 3 へ出力する。

アップコンバータ 3 は、D/A 変換器 2 から入力された信号を周波数変換（アップコンバート）により無線周波数の信号へ変換して、電力増幅部 4 へ出力する。

- [0056] 電力増幅部 4 は、アップコンバータ 3 から入力された信号を増幅して出力する。この出力信号は、例えば、アンテナ 9 から無線により送信される。

ここで、電力増幅部 4 で増幅される信号は、プリディストーション方式により予め電力増幅部 4 の非線形特性の逆特性の歪を与えられた信号であり、このプリディストーション歪と電力増幅部 4 で発生する歪とが相殺される（理想的には、完全に打ち消される）ことにより、電力増幅部 4 の出力信号は歪が補償された信号となる。

[0057] 方向性結合器 5 は、電力増幅部 4 からの出力信号の一部を分配して、フィードバック信号として取得して、ダウンコンバータ 6 へ出力する。

ダウンコンバータ 6 は、方向性結合器 5 から入力されたフィードバック信号を周波数変換（ダウンコンバート）によりベースバンド帯或いは中間周波数帯の信号へ変換して、A/D 変換器 7 へ出力する。

A/D 変換器 7 は、ダウンコンバータ 6 から入力された信号をアナログ信号からデジタル信号へ変換して、制御部 14 へ出力する。

ここで、本例では、ダウンコンバータ 6 や A/D 変換器 7 を介して制御部 14 へ入力されるフィードバック信号に含まれる歪成分がフィルタ 8 の特性により抽出され、当該歪成分の信号が制御部 14 で用いられる。フィルタ 8 の詳細については、図 3（a）、（b）を参照して後述する。

[0058] Φ_3 取得部 15 は、入力信号に基づいて Φ_3 の信号を取得して、フィルタ 16 へ出力する。具体的には、 Φ_3 取得部 15 は、入力信号の関数 $|x(t)|^2 x(t)$ の信号（値）を取得して出力する。つまり、プリディストータ 1 に入力される信号の値と、その信号レベル（振幅）のべき乗の積を出力する。

フィルタ 16 は、 Φ_3 取得部 15 から入力される Φ_3 の信号を帯域制限して制御部 14 へ出力する。

Φ_5 取得部 17 は、入力信号に基づいて Φ_5 の信号を取得して、フィルタ 18 へ出力する。具体的には、 Φ_5 取得部 17 は、入力信号の関数 $|x(t)|^4 x(t)$ の信号（値）を取得して出力する。つまり、プリディストータ 1 に入力される信号の値と、その信号レベル（振幅）のべき乗の積を出力する。

フィルタ 18 は、 Φ_5 取得部 17 から入力される Φ_5 の信号を帯域制限して制御部 14 へ出力する。

[0059] 制御部 14 は、A/D 変換器 7 から入力された信号（フィルタ 8 を通過した後の信号）及びフィルタ 16、18 から入力された信号に基づいて、プリディストーション実行部 13 による歪補償がより良好となるように、歪補償テーブル 12 の記憶内容（本例では、振幅値と歪補償係数との対応）を更新する。この更新により、例えば、温度変化や経年変化などに適応することが

可能である。

[0060] この場合に、本例では、制御部 14 は、フィードバックされた歪成分の信号とフィルタ 16 から入力された Φ_3 に関する信号とを複素乗算することにより、当該歪成分（歪成分全体）の信号に含まれる Φ_3 に対応する成分を抽出し、また、フィードバックされた歪成分の信号とフィルタ 18 から入力された Φ_5 に関する信号とを複素乗算することにより、当該歪成分（歪成分全体）の信号に含まれる Φ_5 に対応する成分を抽出し、そして、各 Φ_3 、 Φ_5 に対応する歪の成分毎に、それが小さくなるように制御を行う。

[0061] ここで、本例では、入力側に Φ_3 、 Φ_5 に関する処理部（取得部 15、17 及びフィルタ 16、18）を備えた構成例を示したが、他の構成例として、 Φ_3 、 Φ_5 のうちのいずれか一方のみに関する処理部を備える構成や、或いは、7 次以上の Φ_i に関する処理部を備える構成などが用いられてもよい。制御部 14 では、 Φ_i に関する処理部が備えられている場合には、当該 Φ_i に関する信号とフィードバックされた歪成分の信号とを複素乗算することにより、当該 Φ_i に対応する歪の成分を抽出して、制御に使用することができる。

[0062] 図 2 には、プリディストーション実行部 13 の構成例を示してあり、その周辺の処理部 2～4、11、12 も示してある。

本例のプリディストーション実行部 13 は、複素乗算器 31 と、複素加算器 32 を備えている。

本例のプリディストーション実行部 13 では、入力信号 $x(t)$ が複素乗算器 31 及び複素加算器 32 に入力される。

振幅検出部 11 は入力信号 $x(t)$ の振幅値 $|x(t)|$ を検出し、歪補償テーブル 12 は当該振幅値 $|x(t)|$ に対応した歪補償係数 $LUT(|x(t)|)$ を複素乗算器 31 へ出力する。

複素乗算器 31 は、入力された入力信号 $x(t)$ と歪補償係数 $LUT(|x(t)|)$ とを複素乗算し、当該複素乗算結果 $p(t)$ を複素加算器 32 へ出力する。

複素加算器 32 は、入力された入力信号 $x(t)$ と前記複素乗算結果 $p(t)$

t) を複素加算して、当該複素加算結果を D/A 変換器 2 へ出力する。

[0063] 次に、プリディストーションの学習のための係数 A_i 、 B_i の適応アルゴリズムを用いた場合の更新方法について説明する。

なお、 A_i 、 B_i については、後述する各実施例で説明する。

図 3 (a) には、アナログフィルタを用いる場合について、本発明の一実施例に係る制御部 14 a (図 1 に示される制御部 14 に対応するもの) の演算に関する構成例を示してあり、具体的には、希望信号帯域外の信号を通過させる特性を有する帯域通過フィルタ (BPF) 71 と、A/D 変換器 7 と、アダプティブアルゴリズム部 81 を備えた制御部 14 a と、歪補償テーブル 12 を示してある。

この構成例では、帯域通過フィルタ 71 が図 1 に示されるフィルタ 8 に相当する。

[0064] 本例の構成では、ダウンコンバータ 6 と A/D 変換器 7 との間 (A/D 変換器 7 の前段) に、アナログの帯域通過フィルタ 71 を備えている。

そして、ダウンコンバータ 6 からの出力信号を帯域通過フィルタ 71 によりフィルタリングすることで希望信号帯域外の信号をエラー信号 $e(t)$ として抽出し、抽出したエラー信号 $e(t)$ を A/D 変換器 7 によりデジタル化して、当該エラー信号 $e(t)$ 及び各フィルタ 16、18 からの入力信号に基づいて制御部 14 a のアダプティブアルゴリズム部 81 が例えば摂動法のアルゴリズムによりプリディストーションの学習のための係数 (詳細については本発明の実施例 ([第 1 実施例の構成の説明] 以降) にて後述する) を更新する。

[0065] 図 3 (b) には、デジタルフィルタを用いる場合について、本発明の一実施例に係る制御部 14 b (図 1 に示される制御部 14 に対応するもの) の演算に関する構成例を示してあり、具体的には、A/D 変換器 7 と、希望信号帯域外の信号を通過させる特性を有する帯域通過フィルタ 91 及びアダプティブアルゴリズム部 92 を備えた制御部 14 b と、歪補償テーブル 12 を示してある。

この構成例では、帯域通過フィルタ 9 1 が図 1 に示されるフィルタ 8 に相当する。

[0066] 本例の構成では、制御部 1 4 b の内部（A/D 変換器 7 の後段）に、デジタル演算を行う帯域通過フィルタ 9 1 を備えている。

そして、制御部 1 4 b において、A/D 変換器 7 からの入力信号を帯域通過フィルタ 9 1 によりフィルタリングすることで希望信号帯域外の信号をエラー信号 $e(t)$ として抽出し、抽出したエラー信号 $e(t)$ 及び各フィルタ 1 6、1 8 からの入力信号に基づいてアダプティブアルゴリズム部 9 2 が例えば摂動法のアルゴリズムによりプリディストーションの学習のための係数（詳細については本発明の実施例（「第 1 実施例の構成の説明」以降）にて後述する）を更新する。

[0067] なお、本例では、フィルタとして、帯域通過フィルタ 7 1、9 1 を用いた場合を示しているが、他の構成例として、同様なフィルタリング特性を有する帯域制限フィルタを用いることも可能である。帯域制限フィルタとしては、例えば、通常、FIR（Finite Impulse Response）フィルタなどが用いられる。

[0068] ここで、図 1 2 に示される背景技術の構成に対して、図 3（a）、（b）に示される本例の構成により得られる効果を説明する。

図 1 2 に示される背景技術の構成では、例えばフィードバック信号に含まれる歪成分の周波数のパワーレベルをエラー信号 $e(t)$ として見ており、フィードバック信号のゲイン（Gain）や位相（時間 τ ）が元の信号と合わないため、レベル合わせなどが必要である。

[0069] これに対して、図 3（a）、（b）に示される本例の構成では、フィードバック信号のみを用いて、帯域通過フィルタ 7 1、9 1 により希望波以外の信号成分（つまり、歪成分）を誤差信号（例えば、歪帯域の時間領域の誤差ベクトル）として抽出することにより、タイミング等を合わせることに要求される精度を落とすことができる。

このように、本例では、図 1 2 に示される背景技術の構成におけるレベル

調整などをする必要が無く、電力が大きい希望信号を含んでいないため、遅延時間に要求される精度は緩和される。つまり、波形比較法のための精密なレベル調整や遅延時間調整などを不要とすることができる。なお、希望帯域内に存在する歪は帯域通過フィルタ 71、91により除去されるため誤差信号 $e(t)$ に含まれなくなるが、希望信号帯域外の誤差信号 $e(t)$ が 0 に近づけば希望信号帯域内の誤差信号も 0 に近づくため特に問題はない。

[0070] 以上のように、本例のプリディストータ付き増幅器では、帯域通過フィルタ 71、91 を用いて、増幅器（本例では、電力増幅部 4 の増幅器）の出力信号から希望信号を減衰又は除去した信号を誤差信号 $e(t)$ として、プリディストーションの学習のための係数を学習する。

従って、本例のプリディストータ付き増幅器では、帯域通過フィルタ 71、91 で希望信号帯域を除去した信号をエラー信号 $e(t)$ とすることで、例えば図 3 に示される構成における複雑な処理（演算）が不要となって、回路規模を小さくすることができ、処理を簡素化した分だけ収束時間が短くなる。このように、本例では、プリディストーションを実行するための歪補償係数（例えば、それを規定する、歪補償テーブル 12 の内容）を効率的に収束させることができる。

実施例 1

[0071] 本発明の第 1 実施例を説明する。

本例では、メモリレスプリディストータを用いる場合について説明する。

まず、直交多項式を用いる本例の構成に対する背景について詳しく説明する。

図 4 には、参考として、べき級数展開を用いたメモリレスプリディストータの構成例を示してある。本例のメモリレスプリディストータは、図 1 に示されるプリディストータ 1 に相当するものを原理的な構成例で示したものである。

[0072] 本例のメモリレスプリディストータは、3 次の項に関する処理部として、2 乗検出部 21 と、乗算器 22 と、複素乗算器 23 を備えており、また、5

次の項に関する処理部として、4乗検出部24と、乗算器25と、複素乗算器26を備えており、また、7次以降の各奇数次の項に関しても同様な処理部（図示せず）を備えている。なお、実際の回路では、無限の次数まで備えることはできないため、実用上で有効な任意の次数（3次以上の任意の奇数次）までの処理部を備えてもよい。

また、本例のメモリレスプリディストータは、全ての次数に共通な処理部として、加算器27を備えている。

[0073] 本例のメモリレスプリディストータでは、入力信号は複素信号である。

3次の項に関する処理部では、2乗検出部21が入力信号の2乗の値を検出（例えば、計算）し、乗算器22が当該2乗値と入力信号とを乗算する。この乗算結果の信号では、入力信号の振幅が3乗となっており、位相は保たれている。そして、複素乗算器23が当該乗算結果の信号とプリディストータの係数 α_3 とを複素乗算する。このプリディストータの係数 α_3 は複素数であり、制御部（図4では、図示せず）が歪を補償することができるように設定する。

[0074] 5次の項に関する処理部では、4乗検出部24が入力信号の4乗の値を検出（例えば、計算）し、乗算器25が当該4乗値と入力信号とを乗算する。この乗算結果の信号では、入力信号の振幅が5乗となっており、位相は保たれている。そして、複素乗算器26が当該乗算結果の信号とプリディストータの係数 α_5 とを複素乗算する。このプリディストータの係数 α_5 は複素数であり、制御部（図4では、図示せず）が歪を補償することができるように設定する。

[0075] また、7次以降の各奇数次の項に関する処理部においても、上記と同様な処理が行われる。

そして、加算器27が、全ての奇数次の項の処理系（複素乗算器23、26、・・・）から出力される信号と入力信号を入力して加算（総和）し、当該加算結果をプリディストーション処理後の信号として（図1では、D/A変換器2へ）出力する。

[0076] 図2を参照して、図4に示されるようなメモリレスプリディストータが用いられる場合について、背景技術に係るべき級数展開を用いた演算式の例を示す。

入力信号 $x(t)$ は、複素信号である。

振幅検出部11は、入力信号 $x(t)$ の振幅値 $|x(t)|$ を計算する。
 入力信号 $x(t)$ を(式5)のように表すと、振幅値 $|x(t)|$ は(式6)のように表される。

[0077] [数5]

$$x(t) = I(t) + jQ(t) \quad \dots (式5)$$

[0078] [数6]

$$|x(t)| = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \quad \dots (式6)$$

[0079] プリディストータにおいて、入力信号 $x(t)$ に付加する信号 $p(t)$ は、一般的に、(式7)のように表される。ここで、 α_i はプリディストータの係数であり、複素数である。(式7)は(式1)と同様にべき級数で表され、 α_i を適切に選ぶことによって、(式1)の非線形歪成分を補償することができる。

[0080] [数7]

$$p(t) = \alpha_3 |x(t)|^2 x(t) + \alpha_5 |x(t)|^4 x(t) + \alpha_7 |x(t)|^6 x(t) + \dots \quad \dots (式7)$$

[0081] $p(t)$ が(式7)のように表されるため、歪補償テーブル12の出力信号 $LUT|x(t)|$ は、(式8)のように表される。メモリ等で構成される歪補償テーブル(LUT)12には、制御部14によって、(式8)に示されるようなデータが格納される。

[0082]

[数8]

$$\begin{aligned} \text{LUT}(|x(t)|) = & \alpha_3 |x(t)|^2 + \alpha_5 |x(t)|^4 \\ & + \alpha_7 |x(t)|^6 + \dots \\ & \dots \quad (\text{式 } 8) \end{aligned}$$

[0083] ここで、増幅器（本例では、電力増幅部 4 の増幅器）の非線形成分の次数を 3 次まで考慮し、プリディストータの次数を 3 次まで考慮すると、（式 1）及び（式 7）はそれぞれ（式 9）及び（式 10）のように表される。

[0084] [数9]

$$\begin{aligned} y(t) = & \text{Gain} \cdot z(t) + D_3 |z(t)|^2 z(t) \\ & \dots \quad (\text{式 } 9) \end{aligned}$$

[0085] [数10]

$$\begin{aligned} p(t) = & \alpha_3 |x(t)|^2 x(t) \\ & \dots \quad (\text{式 } 10) \end{aligned}$$

[0086] 増幅器の入力信号 $z(t)$ は、入力信号 $x(t)$ に（式 10）に示されるプリディストーション信号 $p(t)$ が加えられた信号であり、（式 11）のように表される。

[0087] [数11]

$$\begin{aligned} z(t) = & x(t) + p(t) \\ = & x(t) + \alpha_3 |x(t)|^2 x(t) \\ & \dots \quad (\text{式 } 11) \end{aligned}$$

[0088] （式 11）に示される $z(t)$ を（式 9）に代入すると、（式 12）が得られ、更に、（式 13）が得られる。

[0089] [数12]

$$\begin{aligned} y(t) = & \text{Gain} \cdot \{x(t) + \alpha_3 |x(t)|^2 x(t)\} \\ & + D_3 |x(t) + \alpha_3 |x(t)|^2 x(t)|^2 \{x(t) + \alpha_3 |x(t)|^2 x(t)\} \\ & \dots \quad (\text{式 } 12) \end{aligned}$$

[0090] [数13]

$$\begin{aligned}
 y(t) = & \text{Gain} \cdot x(t) + (\text{Gain} \cdot \alpha_3 + D_3) |x(t)|^2 x(t) \\
 & + D_3(2\alpha_3 + \alpha_3) |x(t)|^4 x(t) + D_3(\alpha_3^2 + 2\alpha_3^2) |x(t)|^6 x(t) \\
 & + D_3\alpha_3^3 |x(t)|^8 x(t) \\
 & \dots \quad (\text{式 13})
 \end{aligned}$$

[0091] (式 13) の右辺の第一項は、増幅された希望信号を表す。右辺の第二項は 3 次歪成分を表し、歪が補償されるように α_3 を決定する。右辺の第三～五項には、新たに、5 次成分、7 次成分、9 次成分が発生していることが分かる。

従って、(式 10) において、プリディストータの次数を更に高次 (5 次、7 次、...) についても考慮した場合には、3 次のプリディストータの係数 α_3 が、5 次のプリディストータの係数 α_5 や、7 次のプリディストータの係数 α_7 や、9 次のプリディストータの係数 α_9 などに影響を及ぼすため、 α_3 の値に応じて α_5 、 α_7 、 α_9 などの最適値が変化してしまう。

[0092] このような現象があるため、従来の方法では、メモリレスプリディストータの係数 (α_3 、 α_5 、 α_7 など) を適応的に収束させるために、長い時間を要するという問題があった。

なお、(式 9) では、増幅器の非線形成分の次数を 3 次まで考慮したが、更に 5 次、7 次、... などの高次を考慮した場合には、更に高次のプリディストータの係数に影響を及ぼすことになる。

[0093] [第 1 実施例の構成の説明]

次に、直交多項式を用いる本例の構成について詳しく説明する。

上述した問題を解決するために、本実施例では、非線形特性の逆特性の生成多項式として、直交多項式を導入して用いる。

本例では、直交多項式を用いて、複数あるプリディストータの生成多項式を直交させ、これにより、互いの係数が影響を及ぼさないように独立させて、収束時間を短くする。以下で、その一例を示す。

[0094] まず、上記した (式 7) を (式 14) 及び (式 15) のように表現する。

ここで、 A_i はプリディストーションの学習のための係数を表し、直交化させるためのパラメータ（直交化係数）である ϕ_{ij} は実数であり、 N は奇数である。

[0095] [数14]

$$\begin{aligned} p(t) = & A_3 \Phi_3(x(t)) + A_5 \Phi_5(x(t)) \\ & + A_7 \Phi_7(x(t)) + \dots + A_N \Phi_N(x(t)) \\ & \dots \quad (\text{式 1 4}) \end{aligned}$$

[0096] [数15]

$$\begin{aligned} \Phi_3(x(t)) &= \phi_{33} |x(t)|^2 x(t) \\ \Phi_5(x(t)) &= \phi_{53} |x(t)|^2 x(t) + \phi_{55} |x(t)|^4 x(t) \\ \Phi_7(x(t)) &= \phi_{73} |x(t)|^2 x(t) + \phi_{75} |x(t)|^4 x(t) + \phi_{77} |x(t)|^6 x(t) \\ &\dots \\ \Phi_N(x(t)) &= \phi_{N3} |x(t)|^2 x(t) + \phi_{N5} |x(t)|^4 x(t) \\ &\quad + \phi_{N7} |x(t)|^6 x(t) + \dots + \phi_{NN} |x(t)|^{N-1} x(t) \\ &\dots \quad (\text{式 1 5}) \end{aligned}$$

[0097] ある時間（ $0 \sim T$ ）の入力信号 $x(t)$ について、（式 1 6）を満たすとき、（式 1 5）に示されるそれぞれの Φ （ $\Phi_3 \sim \Phi_N$ ）は直交する。なお、 $E[\cdot]$ の関数は、（式 1 7）のように定義する。

ここで、前記した時間（ $0 \sim T$ ）の時間 T としては、1回の更新に用いられるデータの時間の長さであり、一般的に長い方が誤差が小さくなるため理想的には無限大がよいが、現実では、実用上で有効な程度で、任意の値が用いられてもよい。一例として、歪補償テーブル 1 2 の内容を毎回更新するときに、毎回異なる信号を直交させることとなることから、毎回直交させるために十分な入力信号の振幅分布が得られるような長さ（以上）の時間を用いることができ、例えば、原信号と同じ位の確率密度が得られるような長さ（以上）の時間を用いることができる。

[0098]

[数16]

$$\begin{aligned}
 E[\Phi_i(x(t)) \Phi_j(x(t))^*] &= 1 \quad (i=j) \\
 E[\Phi_i(x(t)) \Phi_j(x(t))^*] &= 0 \quad (i \neq j) \\
 &\cdots \quad (\text{式 16})
 \end{aligned}$$

[0099] [数17]

$$\begin{aligned}
 E[f(t)] &= 1/T \int_0^T f(t) dt \\
 &\cdots \quad (\text{式 17})
 \end{aligned}$$

[0100] 上記した（式 15）における各 ϕ_{ij} を適切に選ぶことにより、（式 16）を満たすことができる。このパラメータ ϕ_{ij} の値は、前記した時間（0～T）の入力信号 $x(t)$ によって異なる。

以下では、 $E[\cdot]$ の関数で表す。また、説明を簡易化するために、（式 18）に示される Φ_3 の場合と、（式 19）に示される Φ_5 の場合との二つの場合を示す。

Φ_3 と Φ_5 とが直交するためには、（式 16）の関係を満たす必要があり、（式 20）、（式 21）、（式 22）のような方程式が立てられる。

[0101] [数18]

$$\begin{aligned}
 \Phi_3(x(t)) &= \phi_{33} |x(t)|^2 x(t) \\
 &\cdots \quad (\text{式 18})
 \end{aligned}$$

[0102] [数19]

$$\begin{aligned}
 \Phi_5(x(t)) &= \phi_{53} |x(t)|^2 x(t) + \phi_{55} |x(t)|^4 x(t) \\
 &\cdots \quad (\text{式 19})
 \end{aligned}$$

[0103]

[数20]

$$\begin{aligned}
 E[\Phi_3 \Phi_3^*] &= E[(\phi_{33}|x(t)|^2 x(t)) \cdot (\phi_{33}|x(t)|^2 x(t))^*] \\
 &= \phi_{33}^2 E[|x(t)|^6] \\
 &= 1
 \end{aligned}$$

・ ・ (式 2 0)

[0104] [数21]

$$\begin{aligned}
 E[\Phi_3 \Phi_5^*] &= E[(\phi_{33}|x(t)|^2 x(t)) \cdot (\phi_{53}|x(t)|^2 x(t) + \phi_{55}|x(t)|^4 x(t))^*] \\
 &= \phi_{33} \cdot (\phi_{53} E[|x(t)|^6] + \phi_{55} E[|x(t)|^8]) \\
 &= 0
 \end{aligned}$$

・ ・ (式 2 1)

[0105] [数22]

$$\begin{aligned}
 E[\Phi_5 \Phi_5^*] &= E[(\phi_{53}|x(t)|^2 x(t) + \phi_{55}|x(t)|^4 x(t)) \\
 &\quad \cdot (\phi_{53}|x(t)|^2 x(t) + \phi_{55}|x(t)|^4 x(t))^*] \\
 &= \phi_{53}^2 E[|x(t)|^6] + 2\phi_{53}\phi_{55} E[|x(t)|^8] + \phi_{55}^2 E[|x(t)|^{10}] \\
 &= 1
 \end{aligned}$$

・ ・ (式 2 2)

[0106] 3個の未知数 ϕ_{33} 、 ϕ_{53} 、 ϕ_{55} に対して、3本の連立方程式(式20)、(式21)、(式22)ができるため、これを解くことができる。

まず、(式20)を ϕ_{33} について解くと、(式23)が得られる。

次に、(式21)により、(式24)が得られる。

[0107] [数23]

$$\begin{aligned}
 \phi_{33} &= 1/\sqrt{E[|x(t)|^6]} \\
 &\quad \cdot \cdot \cdot \text{(式 2 3)}
 \end{aligned}$$

[0108] [数24]

$$\begin{aligned}
 \phi_{53} &= -\phi_{55}(E[|x(t)|^8]/E[|x(t)|^6]) \\
 &\quad \cdot \cdot \cdot \text{(式 2 4)}
 \end{aligned}$$

[0109] (式24)を(式22)に代入すると(式25)が得られ、更に、(式26)が得られる。

そして、(式26)を(式24)に代入すると、(式27)が得られる。

このようにして、直交多項式を生成することができる。

[0110] [数25]

$$\begin{aligned} & \phi_{55}^2 (E[|x(t)|^8]^2 / E[|x(t)|^6]) \\ & - 2 \phi_{55}^2 (E[|x(t)|^8]^2 / E[|x(t)|^6]) \\ & + \phi_{55}^2 E[|x(t)|^{10}] = 1 \end{aligned}$$

・ ・ (式25)

[0111] [数26]

$$\phi_{55} = \sqrt{\{E[|x(t)|^6] / (E[|x(t)|^6 \cdot E[|x(t)|^{10}] - E[|x(t)|^8]^2)\}}$$

・ ・ (式26)

[0112] [数27]

$$\phi_{53} = -(E[|x(t)|^8] / E[|x(t)|^6]) / \sqrt{\{E[|x(t)|^6] / (E[|x(t)|^6 \cdot E[|x(t)|^{10}] - E[|x(t)|^8]^2)\}}$$

・ ・ (式27)

[0113] また、増幅器が高次の非線形歪を発生する場合には、デジタルプリディストーション(DPD)の逆特性についても高次の特性が必要となるため、高次の項を持つ ϕ_7 、 ϕ_9 、・・・を用いる。

一例として、 ϕ_3 、 ϕ_5 、 ϕ_7 を直交させる場合には、(式28)に示される連立方程式を満たす必要がある。この場合、6個の未知数 ϕ_{33} 、 ϕ_{53} 、 ϕ_{55} 、 ϕ_{73} 、 ϕ_{75} 、 ϕ_{77} に対して、6本の方程式ができるため、これを解くことができる。同様に、 ϕ_9 以降についても拡張することができる。

[0114]

[数28]

$$E[\Phi_3 \Phi_3^*] = 1$$

$$E[\Phi_3 \Phi_5^*] = 0$$

$$E[\Phi_5 \Phi_5^*] = 1$$

$$E[\Phi_3 \Phi_7^*] = 0$$

$$E[\Phi_5 \Phi_7^*] = 0$$

$$E[\Phi_7 \Phi_7^*] = 1$$

・ ・ (式 2 8)

[0115] 上記した (式 1 4) に示される A_3 、 A_5 、 A_7 、 $\dots$ 、 A_N を用いて、 α_3 、 α_5 、 α_7 、 $\dots$ 、 α_N が (式 2 9) のように表される。

[0116] [数29]

$$\alpha_3 = \phi_{33}A_3 + \phi_{53}A_5 + \phi_{73}A_7 + \dots + \phi_{N3}A_N$$

$$\alpha_5 = \phi_{55}A_5 + \phi_{75}A_7 + \dots + \phi_{N5}A_N$$

$$\alpha_7 = \phi_{77}A_7 + \dots + \phi_{N7}A_N$$

・ ・ ・

$$\alpha_N = \phi_{NN}A_N$$

・ ・ (式 2 9)

[0117] この例では、(式 2 9) により得られた α_i ($i = 3, 5, 7, \dots, N$) の値を (式 8) に適用して、図 1 ~ 図 4 に示されるような本例のプリディストータ付き増幅器に適用する。

この場合、プリディストーションの学習のための係数 A_i は、 Φ_i 以外には影響を与えない、すなわち、他のプリディストーションの学習のための係数 A_j ($i \neq j$) とは独立して求めることができ、このため、収束時間が短くなる。具体的には、例えば、歪補償テーブル 1 2 の内容が初期状態 (例えば、何の情報も無い状態) から収束するまでの更新回数が少なくなる。

[0118] このように、本例のプリディストータ付き増幅器において、直交多項式を用いてメモリレスプリディストータの適応係数を学習することが行われると

、直交多項式を用いることによって適応させるプリディストーションの学習のための係数が直交するため、歪補償テーブル 12 の収束時間を短くすることができ、効率化が図られる。

[0119] 次に、本例のプリディストータ付き増幅器における特徴的な構成について詳しく説明する。

上記した直交多項式を用いる構成では、収束時間を短くすることができるものの、直交多項式の効果を最大限には生かしておらず、更なる効率化を図ることが可能である。そこで、本例では、更なる効率化を図った構成例を示す。

[0120] まず、上記した直交多項式を用いる構成における課題について説明する。

初めに、図 13 には、図 11 に示されるプリディストータ付き増幅器の構成のように入力側のフィルタ（図 1 に示されるフィルタ 16、18 に相当するもの）及びフィードバック系のフィルタ（図 1 に示されるフィルタ 8 に相当するもの）が備えられていない場合として、例えば図 12 に示されるように波形比較法が用いられる場合について、 $E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$ の一例を示してある。なお、送信信号としては、W-CDMA (Wideband-Code Division Multiple Access) の信号を用いている。

[0121] ここで、(式 14) や (式 15) や (式 17) が成り立つ。

A_i は歪補償の係数（プリディストーションの学習のための係数）である。 ϕ_{ij} は、直交関数 Φ_i を直交化させるためのパラメータ（直交化係数）である。

図 13 に示される表では、行（縦方向）に、入力側（送信側）の信号の成分 Φ_3^* 、 Φ_5^* 、 Φ_7^* を示してあり、図 1 に示されるような入力側のフィルタ 16、18 が備えられていない場合を示してある。

また、列（横方向）に、フィードバック側のエラー信号の成分 Φ_3 、 Φ_5 、 Φ_7 を示してあり、図 1 に示されるようなフィードバック側のフィルタ 8 が備えられていない場合を示してある。

図 1 3 の例では、送信信号とフィードバック信号とでレベルや遅延時間などを理想的に調整してエラー信号を求めた場合には完全に直交することが確認された。

[0122] 次いで、図 1 4 には、図 1 に示されるプリディストータ付き増幅器の構成のようにフィードバック系のフィルタ（図 1 に示されるフィルタ 8 に相当するもの）が備えられているが、入力側のフィルタ（図 1 に示されるフィルタ 1 6、1 8 に相当するもの）が備えられていない場合について、 $E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$ の一例を示してある。なお、送信信号としては、W-CDMA の信号を用いている。

[0123] ここで、（式 1 4）や（式 1 5）や（式 1 7）が成り立つ。

A_i は歪補償の係数（プリディストーションの学習のための係数）である。 ϕ_{ij} は、直交関数 Φ_i を直交化させるためのパラメータ（直交化係数）である。

図 1 4 に示される表では、行（縦方向）に、入力側（送信側）の信号の成分 Φ_3^* 、 Φ_5^* 、 Φ_7^* を示してあり、図 1 に示されるような入力側のフィルタ 1 6、1 8 が備えられていない場合を示してある。

また、列（横方向）に、フィードバック側のエラー信号の成分 Φ_3 、 Φ_5 、 Φ_7 を示してあり、図 1 に示されるようなフィードバック側のフィルタ 8 が備えられている場合を示してある。

図 1 4 の例では、 $E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$ ($m \neq n$) と比較して、 $E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$ ($m = n$) の方が大きくなっているものの、直交性がかなり失われていることが確認された。

従って、収束時間が短く、且つ、ハードウェア規模を小さくする方法については、まだ改善する余地があり、更に効果的な方法の開発が期待される。

[0124] そこで、本例では、更なる改善を図った。

以下で、本例のプリディストータ付き増幅器における特徴的な構成について説明する。

概略的には、本例では、パラメータである直交化係数 ϕ_{ij} を算出する場合

に、例えばBPFから構成されたフィルタで希望信号帯域を抑圧した信号を用いる。本例では、このフィルタはBPFであるとして説明する。

ここで、本例では、このフィルタの特性は、フィードバック系のフィルタ8や入力側の各フィルタ16、18の特性と同じであり、これら全てのフィルタが同じフィルタ特性を有している。

[0125] 具体的には、まず、一般的なプリディストータで考慮する奇数次の非線形歪に着目するため、扱う次数は3次、5次、7次、・・・、N次（Nは奇数）とする。

そして、BPFで希望信号帯域を抑圧した直交多項式を（式30）のように定義する。ここで、BPF[]は、希望信号帯域を抑圧した信号であることを表す。

[0126] [数30]

$$\begin{aligned}
 \Phi_3(x(t)) &= \phi_{33} \text{BPF} [|x(t)|^2 x(t)] \\
 \Phi_5(x(t)) &= \phi_{53} \text{BPF} [|x(t)|^2 x(t)] + \phi_{55} \text{BPF} [|x(t)|^4 x(t)] \\
 \Phi_7(x(t)) &= \phi_{73} \text{BPF} [|x(t)|^2 x(t)] + \phi_{75} \text{BPF} [|x(t)|^4 x(t)] \\
 &\quad + \phi_{77} \text{BPF} [|x(t)|^6 x(t)] \\
 &\quad \dots \\
 \Phi_N(x(t)) &= \phi_{N3} \text{BPF} [|x(t)|^2 x(t)] + \phi_{N5} \text{BPF} [|x(t)|^4 x(t)] \\
 &\quad + \phi_{N7} \text{BPF} [|x(t)|^6 x(t)] + \dots + \phi_{NN} \text{BPF} [|x(t)|^{N-1} x(t)] \\
 &\quad \dots \quad (\text{式30})
 \end{aligned}$$

[0127] ある時間（0～T）の入力信号x（t）について、（式16）及び（式17）が満たされるとき、（式30）に示されるそれぞれの $\Phi_3 \sim \Phi_N$ は直交する。

本例では、上記した（式15）ではなく、（式30）を用いて、パラメータである直交化係数 ϕ_{ij} を算出する。この算出の方法としては、上記した（式15）を用いた場合と同様な方法を用いることができる。

なお、上記した（式15）を用いた方法では（式31）が成り立つが、本例の（式30）を用いた方法では（式32）のようになる点が、異なる点であり、このため、それぞれ異なる直交化係数 ϕ_{ij} が求められる。

[0128] [数31]

$$\begin{aligned}
 & (|x(t)|^2 x(t)) \cdot (|x(t)|^6 x(t)^*) \\
 &= (|x(t)|^4 x(t)) (|x(t)|^4 x(t)^*) \\
 &= |x(t)|^{10}
 \end{aligned}
 \quad \cdot \cdot \cdot \text{(式 3 1)}$$

[0129] [数32]

$$\begin{aligned}
 & \text{BPF} [|x(t)|^2 x(t)] \cdot \text{BPF} [|x(t)|^6 x(t)^*] \\
 & \neq \text{BPF} [|x(t)|^4 x(t)] \cdot \text{BPF} [|x(t)|^4 x(t)^*] \\
 & \quad \cdot \cdot \cdot \text{(式 3 2)}
 \end{aligned}$$

[0130] ここで、本例では、パラメータである直交化係数 ϕ_{ij} は、入力信号 $x(t)$ から求められる。具体的には、一般的な信号の特性（例えば、CDMAやOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) などの特性)を有する十分に長い信号を用いて求められる。

本例では、パラメータである直交化係数 ϕ_{ij} は、(式30)を用いて例えば計算機シミュレーションにより初めに求められたら、固定されて一定である。そして、直交化係数 ϕ_{ij} を用いて各直交関数 ϕ_i が求められる。

なお、直交関数 ϕ_i は、入力信号 $x(t)$ に応じて変動し、入力側についてもフィードバック側（歪成分）についても時間変動する。

[0131] 図5には、本例の(式30)を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した場合であって、図1に示されるプリディストータ付き増幅器の構成のようにフィードバック系のフィルタ8及び入力側のフィルタ16、18の両方が備えられている場合について、 $E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$ の一例を示してある。なお、送信信号としては、W-CDMAの信号を用いている。

[0132] 図5に示される表では、行（縦方向）に、入力側（送信側）の信号の成分 Φ_3^* 、 Φ_5^* 、 Φ_7^* を示してあり、図1に示されるような入力側のフィルタ16、18が備えられている場合を示してある。

また、列（横方向）に、フィードバック側のエラー信号の成分 Φ_3 、 Φ_5 、 Φ_7 を示してあり、図1に示されるようなフィードバック側のフィルタ8が備えられている場合を示してある。

図5に示される本例の場合には、完全には直交しないものの、本例の（式30）を適用しない上記した図14の場合と比較すると、直交性が大きいことが確認された。

[0133] このように、本例のプリディストータ付き増幅器では、送信信号の振幅をべき乗し、当該べき乗した信号を帯域制限した信号を用いて求めた直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を用いる。

本例のように（式30）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した場合には、例えば、（式15）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した場合と比べて、更に、収束時間を短くして、効率化を図ることができる。

[0134] 更に、上記した（式30）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した構成では、送信側の信号に帯域制限のためのフィルタ（例えば、図1に示されるフィルタ16、18）を用いないことによって、処理を簡単に行うことが可能である。

[0135] 図6には、本例の（式30）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した場合であって、図1に示されるプリディストータ付き増幅器の構成のようにフィードバック系のフィルタ8を備えるが、入力側のフィルタ16、18は備えられない場合について、 $E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$ の一例を示してある。なお、送信信号としては、W-CDMAの信号を用いている。

[0136] 図6に示される表では、行（縦方向）に、入力側（送信側）の信号の成分 Φ_3^* 、 Φ_5^* 、 Φ_7^* を示してあり、図1に示されるような入力側のフィルタ16、18が備えられていない場合を示してある。

また、列（横方向）に、フィードバック側のエラー信号の成分 Φ_3 、 Φ_5 、 Φ_7 を示してあり、図1に示されるようなフィードバック側のフィルタ8が備えられている場合を示してある。

図5に示される表の値と図6に示される表の値とは全く同じ値になっており、同じ直交の効果を得られることが確認された。

ここで、 $E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$ は時間領域の畳み込みを行っているため、周波数領域では掛け算になっている。そして、一方（ここでは、フィードバック側）について帯域制限のフィルタで除去する、すなわち、0・0を乗算するため、結果は同じになることに着目した。

[0137] このように、本例のプリディストータ付き増幅器では、送信信号の振幅をべき乗し、当該べき乗した信号を帯域制限した信号を用いて求めた直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を用いる場合に、入力側の信号（送信信号）には帯域制限を行わず、且つ、フィードバック系の信号に帯域制限を行って、適応係数を学習する構成とすることが可能である。

このような構成では、プリディストーションの学習のための係数を更新するたびに、 $T[s\ e\ c]$ （1回の更新に使用するデータ取得時間であり、任意の値）時間のデータを帯域制限することが不要となり、処理を簡単に行うことができる。

[0138] 図7には、本例の（式30）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した場合（本提案方式）と、（式15）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した場合（比較方式）について、ACLRの収束過程の一例を示している。横軸は更新回数[回]を表しており、縦軸はACLR[dBc]を表している。

本提案方式と比較方式とで収束時間を比較すると、比較方式では約500回であるのに対して、本提案方式では約100回で良好なACLRに収束することが確認された。本提案方式では、フィードバック信号に帯域制限のためのフィルタを用いる場合に、各係数の直交性が大きくなる、すなわち、独立して収束することが可能となるため、収束時間が短くなるという有効な効果が現れている。

[0139] 以上のように、本例のプリディストータ付き増幅器では、直交化係数 ϕ_{ij} の算出に、フィルタ（本例では、BPF）で希望信号帯域を抑圧した信号を

用いる。

一構成例として、入力側とフィードバック側の両方について、フィルタ（本例では、BPF）を用いて帯域制限を行う。

他の構成例として、LMSや摂動法などを用いてプリディストーションの学習のための係数 A_i の学習の評価関数を求める際に、誤差信号 $e(t)$ にあたるフィードバック信号についてはフィルタ（本例では、BPF）で希望信号を除去し、これと相関を取るための入力側（送信側）の直交多項式の直交関数 ϕ_i については帯域制限を行わないことによって、処理を簡単にすることができる。

- [0140] ここで、本例のプリディストータ付き増幅器では、フィルタ（本例では、BPF）を考慮した（式30）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_i を算出するが、それ以外についてはBPFを考慮しないときと同様な処理を行い、例えば、 ϕ_i の取得部（本例では、 ϕ_3 取得部15や ϕ_5 取得部17）による各 ϕ_i 成分信号の取得処理や、制御部14や歪補償テーブル12やプリディストーション実行部13によるプリディストーションの制御処理などについては、（式15）に基づいて行われる。

実施例 2

- [0141] 本発明の第2実施例を説明する。

本例では、メモリ効果プリディストータを用いる場合について説明する。

プリディストーション方式では、AM-AM変換やAM-PM変換の補償とともに、メモリ効果の補償が重要となる。一例として、特許文献2には、ベースバンド偶数次歪成分が電源回路のインピーダンスを介して電源電圧を変動させて入力信号を再変調し、帯域内奇数次成分を新しく発生させるメモリ効果を補償するプリディストータが示されている。

- [0142] まず、本例における課題を詳しく説明する。

図8には、参考として、べき級数展開を用いたメモリ効果プリディストータの構成例を示してある。本例のメモリ効果プリディストータは、図1に示されるプリディストータ1に相当するものを原理的な構成例で示したもので

ある。

[0143] 本例のメモリ効果プリディストータは、2次の項に関する処理部として、2乗検出部41と、遅延回路42と、減算器43と、乗算器44と、複素乗算器45を備えており、また、4次の項に関する処理部として、4乗検出部46と、遅延回路47と、減算器48と、乗算器49と、複素乗算器50を備えており、また、6次以降の各偶数次の項に関しても同様な処理部（図示せず）を備えている。なお、実際の回路では、無限の次数まで備えることはできないため、実用上で有効な任意の次数（2次以上の任意の偶数次）までの処理部を備えてもよい。

また、本例のメモリ効果プリディストータは、全ての次数に共通な処理部として、加算器51を備えている。

[0144] 本例のメモリ効果プリディストータでは、入力信号は複素数のデジタルベースバンド信号である。

2次の項に関する処理部では、2乗検出部41がプリディストータへの入力信号の2乗の値を検出（例えば、計算）し、遅延回路42が2乗検出部41からの出力（2乗値）を $U[s\ e\ c]$ （好ましくは、1クロック時間）遅らせる。減算器43が、2乗検出部41の出力（2乗値）から、 $U[s\ e\ c]$ 前の2乗検出部41の出力（2乗値）を減算する。これにより、減算器43からの出力は、2乗値の差分となる。

そして、乗算器44が、2乗値の差分の値と入力信号とを乗算する。この乗算結果の出力信号は、キャリア信号が再変調された信号に相当し、3次成分となりキャリア周波数付近の周波数成分を有する。

複素乗算器45は、乗算器44からの出力信号にプリディストータの係数 β_2 を乗算する。プリディストータの係数 β_2 は複素数であり、制御部（図8では、図示せず）が歪を補償することができるように設定する。

[0145] 4次の項に関する処理部では、4乗検出部46がプリディストータへの入力信号の4乗の値を検出（例えば、計算）し、遅延回路47が4乗検出部46からの出力（4乗値）を $U[s\ e\ c]$ （好ましくは、1クロック時間）遅

らせる。減算器 48 が、4 乗検出部 46 の出力（4 乗値）から、U [s e c] 前の 4 乗検出部 46 の出力（4 乗値）を減算する。これにより、減算器 48 からの出力は、4 乗値の差分となる。

そして、乗算器 49 が、4 乗値の差分の値と入力信号とを乗算する。この乗算結果の出力信号は、キャリア信号が再変調された信号に相当し、5 次成分となりキャリア周波数付近の周波数成分を有する。

複素乗算器 50 は、乗算器 49 からの出力信号にプリディストータの係数 β_4 を乗算する。プリディストータの係数 β_4 は複素数であり、制御部（図 8 では、図示せず）が歪を補償することができるように設定する。

[0146] また、6 次以降の各偶数次の項に関する処理部においても、上記と同様な処理が行われる。

そして、加算器 51 が、全ての偶数次の項の処理系（複素乗算器 45、50、・・・）から出力される信号と入力信号を入力して加算（総和）し、当該加算結果をプリディストーション処理後の信号として（図 1 では、D/A 変換器 2 へ）出力する。

なお、前記した U [s e c] としては、例えば、（1 クロック時間 $\times$ 1 以上の整数）の値を用いることが可能である。

[0147] 図 2 を参照して、図 8 に示されるようなメモリ効果プリディストータが用いられる場合について、背景技術に係るべき級数展開を用いた演算式の例を示す。

本例では、メモリ効果プリディストータの出力信号 $p(t)$ は、（式 33）のように表される。

しかしながら、上記した第 1 実施例に係るメモリレスプリディストータの場合（AM-AM 変換及び AM-PM 変換を補償するプリディストータの係数の場合）と同様に、 β_2 、 β_4 、・・・を適応させる場合の収束時間が長くなるという問題があった。

[0148]

Φ ($\Phi_2 \sim \Phi_M$) が直交する。

説明を簡易化するために、 Φ_2 の場合と、 Φ_4 の場合との二つの場合を示す。

この場合、未知数 ϕ_{22} 、 ϕ_{42} 、 ϕ_{44} に対して、(式36)に示される3本の方程式ができるため、上記した第1実施例に係るAM-AM変換及びAM-PM変換を補償するプリディストータの場合と同様にして、解くことができる。

[0154] [数36]

$$\begin{aligned} E[\Phi_2 \Phi_2^*] &= 1 \\ E[\Phi_2 \Phi_4^*] &= 0 \\ E[\Phi_4 \Phi_4^*] &= 1 \\ &\cdots \text{ (式 3 6)} \end{aligned}$$

[0155] また、更に高次の項を持つ多項式を用いる場合についても、同様な方法で直交させることができる。

そして、上記した第1実施例で示した(式29)と同様に、 B_2 、 B_4 、 B_6 、 $\cdots$ 、 B_M と β_2 、 β_4 、 β_6 、 $\cdots$ 、 β_M との関係を求めることができる。

このように、プリディストーションの学習のための係数 B_i は、 Φ_i 以外には影響を与えない、すなわち、他のプリディストーションの学習のための係数 B_j ($i \neq j$)とは独立して求めることができ、このため、収束時間が短くなる。

[0156] このように、本例のプリディストータ付き増幅器において、直交多項式を用いてメモリ効果プリディストータの適応係数を学習することが行われると、直交多項式を用いることによって適応させるプリディストーションの学習のための係数が直交するため、歪補償テーブル12の収束時間を短くすることができ、効率化が図られる。

[0157] 具体的には、本例では、入力信号を偶数乗し、偶数乗した信号と当該偶数乗した信号を遅延させた信号との差信号を用いてメモリ効果を補償するプリ

ディストータにおいて、直交多項式を用いて当該プリディストータの適応係数を学習することにより、メモリ効果を補償するプリディストーションの学習のための係数を高速に適応させることができる。

[0158] 次に、本例のプリディストータ付き増幅器における特徴的な構成について詳しく説明する。

上記した直交多項式を用いる構成では、収束時間を短くすることができるものの、直交多項式の効果を最大限には生かしておらず、更なる効率化を図ることが可能である。そこで、本例では、更なる効率化を図った構成例を示す。

[0159] 概略的には、本例では、直交化係数 ϕ_{ij} を算出する場合に、例えばBPFから構成されたフィルタで希望信号帯域を抑圧した信号を用いる。本例では、このフィルタはBPFであるとして説明する。

ここで、本例では、このフィルタの特性は、フィードバック系のフィルタ8や入力側の各フィルタ16、18の特性と同じであり、これら全てのフィルタが同じフィルタ特性を有している。

[0160] 具体的には、まず、プリディストータで考慮する偶数次の歪に着目するため、扱う次数は2次、4次、6次、・・・、M次（Mは偶数）とする。

そして、BPFで希望信号帯域を抑圧した直交多項式を（式37）のように定義する。ここで、BPF[]は、希望信号帯域を抑圧した信号であることを表す。

[0161]

[数37]

$$\begin{aligned}
\Phi_2(x(t)) &= \phi_{22} B P F \left[\{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t) \right] \\
\Phi_4(x(t)) &= \phi_{42} B P F \left[\{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t) \right] \\
&\quad + \phi_{44} B P F \left[\{|x(t)|^4 - |x(t-U)|^4\} x(t) \right] \\
\Phi_6(x(t)) &= \phi_{62} B P F \left[\{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t) \right] \\
&\quad + \phi_{64} B P F \left[\{|x(t)|^4 - |x(t-U)|^4\} x(t) \right] \\
&\quad + \phi_{66} B P F \left[\{|x(t)|^6 - |x(t-U)|^6\} x(t) \right] \\
&\quad \dots \\
\Phi_M(x(t)) &= \phi_{M2} B P F \left[\{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t) \right] \\
&\quad + \phi_{M4} B P F \left[\{|x(t)|^4 - |x(t-U)|^4\} x(t) \right] \\
&\quad + \phi_{M6} B P F \left[\{|x(t)|^6 - |x(t-U)|^6\} x(t) \right] \\
&\quad + \dots + \phi_{MM} B P F \left[\{|x(t)|^M - |x(t-U)|^M\} x(t) \right]
\end{aligned}$$

.. (式 3 7)

[0162] ある時間（0～T）の入力信号 $x(t)$ について、（式 1 6）及び（式 1 7）が満たされるとき、（式 3 7）に示されるそれぞれの $\Phi_2 \sim \Phi_M$ は直交する。

本例では、上記した（式 3 5）ではなく、（式 3 7）を用いて、パラメータである直交化係数 ϕ_{ij} を算出する。この算出の方法としては、上記した（式 3 5）を用いた場合と同様な方法を用いることができる。

[0163] ここで、本例では、パラメータである直交化係数 ϕ_{ij} は、入力信号 $x(t)$ から求められる。具体的には、一般的な信号の特性（例えば、CDMA や OFDM などの特性）を有する十分に長い信号を用いて求められる。

本例では、パラメータである直交化係数 ϕ_{ij} は、（式 3 7）を用いて例えば計算機シミュレーションにより初めに求められたら、固定されて一定である。そして、直交化係数 ϕ_{ij} を用いて各直交関数 Φ_i が求められる。

なお、直交関数 Φ_i は、入力信号 $x(t)$ に応じて変動し、入力側についてもフィードバック側（歪成分）についても時間変動する。

[0164] このように、本例のプリディストータ付き増幅器では、送信信号の振幅をべき乗などし、当該べき乗などした信号を帯域制限した信号を用いて求めた

直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を用いる。

本例のように（式 3 7）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した場合には、例えば、（式 3 5）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した場合と比べて、更に、収束時間を短くして、効率化を図ることができる。

[0165] 更に、上記した（式 3 7）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した構成では、送信側の信号に帯域制限のためのフィルタ（例えば、図 1 に示されるフィルタ 1 6、1 8）を用いないことによって、処理を簡単にする事が可能である。

[0166] このように、本例のプリディストータ付き増幅器では、送信信号の振幅をべき乗などし、当該べき乗などした信号を帯域制限した信号を用いて求めた直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を用いる場合に、入力側の信号（送信信号）には帯域制限を行わず、且つ、フィードバック系の信号に帯域制限を行って、適応係数を学習する構成とすることが可能である。

このような構成では、プリディストーションの学習のための係数を更新するたびに、 T [s e c]（1 回の更新に使用するデータ取得時間であり、任意の値）時間のデータを帯域制限することが不要となり、処理を簡単に行うことができる。

[0167] 以上のように、本例のプリディストータ付き増幅器では、直交化係数 ϕ_{ij} の算出に、フィルタ（本例では、B P F）で希望信号帯域を抑圧した信号を用いる。

一構成例として、入力側とフィードバック側の両方について、フィルタ（本例では、B P F）を用いて帯域制限を行う。

他の構成例として、L M S や摂動法などを用いてプリディストーションの学習のための係数 B_i の学習の評価関数を求める際に、誤差信号 $e(t)$ にあたるフィードバック信号についてはフィルタ（本例では、B P F）で希望信号を除去し、これと相関を取るための入力側（送信側）の直交多項式の直交関数 ϕ_i については帯域制限を行わないことによって、処理を簡単に行うこと

ができる。

- [0168] ここで、直交多項式を用いる構成や、フィルタ（本例では、BPF）を用いた上記した（式37）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出する構成については、概略的には、上記した第1実施例で説明したのと同様であるため、詳細な処理については、上記した第1実施例で説明したのと同様な処理を適用することが可能である。

実施例 3

- [0169] 本発明の第3実施例を説明する。

本例では、メモリレスプリディストータ及びメモリ効果プリディストータの両方を並列に用いる場合について説明する。

図9には、本発明の一実施例に係るプリディストータの構成例を示してある。

本例のプリディストータでは、AM-AM変換とAM-PM変換を補償するとともに、メモリ効果を補償する。

- [0170] 本例のプリディストータは、メモリレスプリディストータ（メモリレスPD）61と、メモリ効果プリディストータ（メモリ効果PD）62と、加算器63と、加算器64を備えている。本例では、メモリレスPD61とメモリ効果PD62とが並列に設けられている。

ここで、メモリレスPD61としては、図4に示されるような原理構成のものなどを用いることができ、また、メモリ効果PD62としては、図8に示されるような原理構成のものなどを用いることができる。

- [0171] 本例のプリディストータでは、当該プリディストータへの入力信号についてメモリレスPD61がAM-AM変換及びAM-PM変換を補償するとともに、当該プリディストータへの入力信号についてメモリ効果PD62がメモリ効果を補償し、加算器63がこれら両方の補償後の信号を加算し、加算器64が当該加算結果の信号 $p(t)$ と当該プリディストータへの入力信号とを加算して当該加算結果の信号を出力する。

- [0172] 本例では、メモリレスPD61とメモリ効果PD62とは、それぞれ別々

の処理部となっており、別々の歪補償テーブル（図 1 に示される歪補償テーブル 12 と同様なもの）を有している。

なお、本例では、メモリレス PD 61 やメモリ効果 PD 62 はそれぞれ図 1 に示されるプリディストータ 1 に相当しており、図 4 に示されるメモリレス PD の加算器 27 と図 8 に示されるメモリ効果 PD の加算器 51 が共通化されて図 9 に示される加算器 64 になっていると捉えることが可能である。

[0173] 本実施例では、非線形特性の逆特性の生成多項式として、直交多項式を導入して用いる。

本例では、直交多項式を用いて、複数あるプリディストータの生成多項式を直交させ、これにより、互いの係数が影響を及ぼさないように独立させて、収束時間を短くする。

[0174] まず、直交多項式を用いる本例の構成について詳しく説明する。

本例では、それぞれのプリディストータ 61、62 からの出力信号が加算器 63 により加算されて、非線形特性の逆特性を与える当該加算結果の信号 $p(t)$ が加算器 64 により入力信号と加算される。

$p(t)$ は、上記した（式 7）及び（式 33）により、（式 38）のように表される。

本例では、（式 38）を（式 39）、（式 40）のように表現する。

[0175] [数38]

$$\begin{aligned}
 p(t) = & \beta_2 \{ |x(t)|^2 - |x(t-U)|^2 \} x(t) + \alpha_3 |x(t)|^2 x(t) \\
 & + \beta_4 \{ |x(t)|^4 - |x(t-U)|^4 \} x(t) + \alpha_5 |x(t)|^4 x(t) \\
 & + \beta_6 \{ |x(t)|^6 - |x(t-U)|^6 \} x(t) + \alpha_7 |x(t)|^6 x(t) + \dots \\
 & \dots \quad (\text{式 38})
 \end{aligned}$$

[0176]

[数39]

$$\begin{aligned}
 p(t) = & B_2 \Phi_2(x(t)) + A_3 \Phi_3(x(t)) + B_4 \Phi_4(x(t)) \\
 & + A_5 \Phi_5(x(t)) + B_6 \Phi_6(x(t)) + A_7 \Phi_7(x(t)) \\
 & + \cdots + B_M \Phi_M(x(t)) + A_N \Phi_N(x(t))
 \end{aligned}
 \quad \cdot \cdot \quad (\text{式 } 39)$$

[0177] [数40]

$$\begin{aligned}
 \Phi_2(x(t)) &= \phi_{22} \{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t) \\
 \Phi_3(x(t)) &= \phi_{32} \{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t) + \phi_{33} |x(t)|^2 x(t) \\
 \Phi_4(x(t)) &= \phi_{42} \{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t) \\
 &\quad + \phi_{43} |x(t)|^2 x(t) + \phi_{44} \{|x(t)|^4 - |x(t-U)|^4\} x(t) \\
 \Phi_5(x(t)) &= \phi_{52} \{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t) \\
 &\quad + \phi_{53} |x(t)|^2 x(t) + \phi_{54} \{|x(t)|^4 - |x(t-U)|^4\} x(t) \\
 &\quad + \phi_{55} |x(t)|^4 x(t) \\
 \Phi_6(x(t)) &= \phi_{62} \{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t) \\
 &\quad + \phi_{63} |x(t)|^2 x(t) + \phi_{64} \{|x(t)|^4 - |x(t-U)|^4\} x(t) \\
 &\quad + \phi_{65} |x(t)|^4 x(t) + \phi_{66} \{|x(t)|^6 - |x(t-U)|^6\} x(t) \\
 &\quad \cdot \cdot \cdot
 \end{aligned}
 \quad \cdot \cdot \quad (\text{式 } 40)$$

[0178] この場合においても、(式41)に示されるように、方程式を立てると、未知数と同数の方程式ができるため、これを解いて ϕ_{ij} を求めることができる。

この場合、 B_2 、 A_3 、 B_4 、 A_5 、 B_6 、 A_7 、 $\cdots$ は、互いに独立となるため、収束時間が短くなる。

本例では、メモリレスPD61とメモリ効果PD62との相互作用も(式40)に入っており、全てのプリディストーションの学習のための係数 A_i 、 B_j を直交化させることができる。

[0179]

[数41]

$$\begin{aligned}
 E[\Phi_2 \Phi_2^*] &= 1 \\
 E[\Phi_2 \Phi_3^*] &= 0, \quad E[\Phi_3 \Phi_3^*] = 1 \\
 E[\Phi_2 \Phi_4^*] &= 0, \quad E[\Phi_3 \Phi_4^*] = 0, \quad E[\Phi_4 \Phi_4^*] = 1 \\
 E[\Phi_2 \Phi_5^*] &= 0, \quad E[\Phi_3 \Phi_5^*] = 0, \\
 E[\Phi_4 \Phi_5^*] &= 0, \quad E[\Phi_5 \Phi_5^*] = 1 \\
 E[\Phi_2 \Phi_6^*] &= 0, \quad E[\Phi_3 \Phi_6^*] = 0, \\
 E[\Phi_4 \Phi_6^*] &= 0, \quad E[\Phi_5 \Phi_6^*] = 0, \quad E[\Phi_6 \Phi_6^*] = 1 \\
 &\dots \dots \dots
 \end{aligned}
 \quad \cdot \cdot \cdot \text{ (式 4 1) }$$

[0180] 以上のように、本例のプリディストータ付き増幅器において、直交多項式を用いてメモリレスプリディストータ及びメモリ効果プリディストータの適応係数を学習することが行われると、直交多項式を用いることによって適応させるプリディストーションの学習のための係数が直交するため、歪補償テーブルの収束時間を短くすることができ、効率化が図られる。

[0181] 具体的には、本例では、メモリレスプリディストータとメモリ効果プリディストータを並列接続したプリディストータにおいて、直交多項式を用いて両方のプリディストータの適応係数を直交化して学習することにより、メモリレスプリディストータ及びメモリ効果プリディストータの両方の係数を直交化して、高速に適応させることができる。

[0182] 次に、本例のプリディストータ付き増幅器における特徴的な構成について詳しく説明する。

上記した直交多項式を用いる構成では、収束時間を短くすることができるものの、直交多項式の効果を最大限には生かしておらず、更なる効率化を図ることが可能である。そこで、本例では、更なる効率化を図った構成例を示す。

[0183] 概略的には、本例では、直交化係数 ϕ_{ij} を算出する場合に、例えばBPFから構成されたフィルタで希望信号帯域を抑圧した信号を用いる。本例では

、このフィルタはBPFであるとして説明する。

ここで、本例では、このフィルタの特性は、フィードバック系のフィルタ8や入力側の各フィルタ16、18の特性と同じであり、これら全てのフィルタが同じフィルタ特性を有している。

[0184] 具体的には、まず、プリディストータで考慮する奇数次と偶数次の歪に着目するため、扱う次数は3次、5次、7次、・・・、N次（Nは奇数）と2次、4次、6次、・・・、M次（Mは偶数）とする。

そして、BPFで希望信号帯域を抑圧した直交多項式を（式42）のように定義する。ここで、BPF[]は、希望信号帯域を抑圧した信号であることを表す。

[0185] [数42]

$$\begin{aligned}
 \Phi_2(x(t)) &= \phi_{22} \text{BPF} [\{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t)] \\
 \Phi_3(x(t)) &= \phi_{32} \text{BPF} [\{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t)] + \phi_{33} \text{BPF} [|x(t)|^2 x(t)] \\
 \Phi_4(x(t)) &= \phi_{42} \text{BPF} [\{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t)] \\
 &\quad + \phi_{43} \text{BPF} [|x(t)|^2 x(t)] + \phi_{44} \text{BPF} [\{|x(t)|^4 - |x(t-U)|^4\} x(t)] \\
 \Phi_5(x(t)) &= \phi_{52} \text{BPF} [\{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t)] \\
 &\quad + \phi_{53} \text{BPF} [|x(t)|^2 x(t)] + \phi_{54} \text{BPF} [\{|x(t)|^4 - |x(t-U)|^4\} x(t)] \\
 &\quad + \phi_{55} \text{BPF} [|x(t)|^4 x(t)] \\
 \Phi_6(x(t)) &= \phi_{62} \text{BPF} [\{|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2\} x(t)] \\
 &\quad + \phi_{63} \text{BPF} [|x(t)|^2 x(t)] + \phi_{64} \text{BPF} [\{|x(t)|^4 - |x(t-U)|^4\} x(t)] \\
 &\quad + \phi_{65} \text{BPF} [|x(t)|^4 x(t)] + \phi_{66} \text{BPF} [\{|x(t)|^6 - |x(t-U)|^6\} x(t)] \\
 &\quad \dots \dots \dots
 \end{aligned}$$

・・・（式42）

[0186] ある時間（0～T）の入力信号x（t）について、（式16）及び（式17）が満たされるとき、（式42）に示されるそれぞれの Φ_i は直交する。

本例では、上記した（式40）ではなく、（式42）を用いて、パラメータである直交化係数 ϕ_{ij} を算出する。この算出の方法としては、上記した（式40）を用いた場合と同様な方法を用いることができる。

[0187] ここで、本例では、パラメータである直交化係数 ϕ_{ij} は、入力信号x（t）から求められる。具体的には、一般的な信号の特性（例えば、CDMAや

OFDMなどの特性)を有する十分に長い信号を用いて求められる。

本例では、パラメータである直交化係数 ϕ_{ij} は、(式42)を用いて例えば計算機シミュレーションにより初めに求められたら、固定されて一定である。そして、直交化係数 ϕ_{ij} を用いて各直交関数 ϕ_i が求められる。

なお、直交関数 ϕ_i は、入力信号 $x(t)$ に応じて変動し、入力側についてもフィードバック側(歪成分)についても時間変動する。

[0188] このように、本例のプリディストータ付き増幅器では、送信信号の振幅をべき乗などし、当該べき乗などした信号を帯域制限した信号を用いて求めた直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を用いる。

本例のように(式42)を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した場合には、例えば、(式40)を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した場合と比べて、更に、収束時間を短くして、効率化を図ることができる。

[0189] 更に、上記した(式42)を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を算出した構成では、送信側の信号に帯域制限のためのフィルタ(例えば、図1に示されるフィルタ16、18)を用いないことによって、処理を簡単にする事が可能である。

[0190] このように、本例のプリディストータ付き増幅器では、送信信号の振幅をべき乗などし、当該べき乗などした信号を帯域制限した信号を用いて求めた直交多項式の直交化係数 ϕ_{ij} を用いる場合に、入力側の信号(送信信号)には帯域制限を行わず、且つ、フィードバック系の信号に帯域制限を行って、適応係数を学習する構成とすることが可能である。

このような構成では、プリディストーションの学習のための係数を更新するたびに、 $T[\text{sec}]$ (1回の更新に使用するデータ取得時間であり、任意の値)時間のデータを帯域制限することが不要となり、処理を簡単に行うことができる。

[0191] 以上のように、本例のプリディストータ付き増幅器では、直交化係数 ϕ_{ij} の算出に、フィルタ(本例では、BPF)で希望信号帯域を抑圧した信号を

用いる。

一構成例として、入力側とフィードバック側の両方について、フィルタ（本例では、BPF）を用いて帯域制限を行う。

他の構成例として、LMSや摂動法などを用いてプリディストーションの学習のための係数 A_i 、 B_i の学習の評価関数を求める際に、誤差信号 $e(t)$ にあたるフィードバック信号についてはフィルタ（本例では、BPF）で希望信号を除去し、これと相関を取るための入力側（送信側）の直交多項式の直交関数 ϕ_i については帯域制限を行わないことによって、処理を簡単にすることができる。

[0192] ここで、直交多項式を用いる構成や、フィルタ（本例では、BPF）を用いた上記した（式42）を用いて直交多項式の直交化係数 ϕ_i を算出する構成については、概略的には、上記した第1実施例や上記した第2実施例で説明したのと同様であるため、詳細な処理については、上記した第1実施例や上記した第2実施例で説明したのと同様な処理を適用することが可能である。

[0193] また、本例では、メモリレスプリディストータ61とメモリ効果プリディストータ62に関して、振幅検出部11についてはそれぞれ独立に設けられてもよく或いは共通化されて設けられてもよく、歪補償テーブル12やプリディストーション実行部13についてはそれぞれ独立に設けられ、制御部14やフィードバック系（方向性結合器5、ダウンコンバータ6、A/D変換器7）については共通化されて設けられる。また、本例では、メモリレスプリディストータ61とメモリ効果プリディストータ62に関して、 ϕ_i の取得部（本例では、 ϕ_3 取得部15や ϕ_5 取得部17）や入力側のフィルタ16、18については共通化されて設けられ、フィードバック側のフィルタ8についても共通化されて設けられる。

実施例 4

[0194] 次に、本実施例に係るプリディストータ付き増幅器について、他の構成例を示す。

図 10 には、本発明の一実施例に係るプリディストータ付き増幅器の他の構成例を示してある。

本例のプリディストータ付き増幅器の構成や動作は、例えば、図 1 に示されるプリディストータ付き増幅器の構成や動作と比べて、 Φ_3 取得部 15、フィルタ 16、 Φ_5 取得部 17、フィルタ 18 が備えられていない点で異なっている。

[0195] 本例のプリディストータ付き増幅器では、制御部 14（例えば、図 3（a）や図 3（b）に示されるアダプティブアルゴリズム部 81、92）は、A/D変換器 7 から入力された信号（フィルタ 8 を通過した後の信号）に基づいて、プリディストーション実行部 13 による歪補償がより良好となるように、歪補償テーブル 12 の記憶内容（本例では、振幅値と歪補償係数との対応）を更新する。この更新により、例えば、温度変化や経年変化などに適応することが可能である。

この場合、制御部 14 は、フィードバックされた歪成分（歪成分全体）の信号に基づいて、それが小さくなるように制御を行う。

[0196] 図 1 に示されるようなプリディストータ付き増幅器の構成と、図 10 に示されるようなプリディストータ付き増幅器の構成のいずれによっても、フィードバック系に備えられたフィルタ 8 により歪成分の信号を抽出して、それが小さくなるように制御を行うことができる。

このため、上記した第 1 実施例～第 3 実施例では、図 1 に示されるプリディストータ付き増幅器を用いた場合を示したが、その代わりに、図 10 に示されるプリディストータ付き増幅器を用いることも可能であり、つまり、図 10 に示されるプリディストータ付き増幅器において、直交化係数 ϕ_{ij} の算出に、フィルタ（本例では、BPF）で希望信号帯域を抑圧した信号を用いる構成とすることも可能である。

[0197] [以下、以上に示した実施例における機能手段や用語の説明]

なお、図 1 や図 10 に示される本例のプリディストータ付き増幅器（歪補償増幅装置の一例）では、振幅検出部 11 の機能によりレベル検出手段が構

成されており、歪補償テーブル（LUT）12の機能により対応記憶手段が構成されており、プリディストーション実行部13の機能によりプリディストーション実行手段が構成されており、フィルタ8の機能によりフィルタ手段が構成されており、制御部（学習）14の機能により対応取得手段が構成されており、 Φ_3 取得部15や Φ_5 取得部17の機能により入力信号関数値取得手段が構成されている。

- [0198] また、本実施例では、増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数とは
- $$p(t) = B_2 \Phi_2(x(t)) + A_3 \Phi_3(x(t)) + B_4 \Phi_4(x(t)) + A_5 \Phi_5(x(t)) + B_6 \Phi_6(x(t)) + A_7 \Phi_7(x(t)) + \dots$$
- （ここで、 A_i 、 B_i については一方のみの場合もある）という形式のものであり、プリディストーションの学習のための係数とは A_i 、 B_i のことであり、プリディストーションを実行するための歪補償係数とは $p'(t) = \beta_2 [|x(t)|^2 - |x(t-U)|^2] + \alpha_3 |x(t)|^2 + \beta_4 [|x(t)|^4 - |x(t-U)|^4] + \alpha_5 |x(t)|^4 + \beta_6 [|x(t)|^6 - |x(t-U)|^6] + \alpha_7 |x(t)|^6 + \dots$ （ここで、係数 α_i と係数 β_i については一方のみの場合もある）という形式のものであり、プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応とは歪補償テーブル（LUT）12に書き込まれたテーブルの内容のことであり、直交多項式とは Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 、 Φ_4 、 Φ_5 、 $\dots$ の群のことであり、各直交関数とは Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 、 Φ_4 、 Φ_5 、 $\dots$ のそれぞれの関数のことであり、（直交化させるための）パラメータとは直交化係数 ϕ のことであり具体的には ϕ_{33} 、 ϕ_{53} 、 ϕ_{55} 、 ϕ_{73} 、 $\dots$ のことであり、入力信号の関数とは $|x(t)|^2 x(t)$ 、 $|x(t)|^4 x(t)$ 、 $|x(t)|^6 x(t)$ 、 $\dots$ のことであり、フィルタをかけて得られる関数とは $BPF[|x(t)|^2 x(t)]$ 、 $BPF[|x(t)|^4 x(t)]$ 、 $\dots$ のことであり、1個以上の直交関数のそれぞれに対応した信号とは $|x(t)|^2 x(t)$ 、 $|x(t)|^4 x(t)$ 、 $|x(t)|^6 x(t)$ 、 $\dots$ のことである。

[以上、以上に示した実施例における機能手段や用語の説明]

[0199] [以下、以上に示した実施例から把握される歪補償増幅装置の構成例]

以上に示した実施例から把握される歪補償増幅装置の構成例を示す。

第1構成例は、増幅器のもつ非線形特性によって発生する歪を補償するために前記非線形特性の逆特性をもつ信号を生成して前記増幅器に出力するプリディストータを有する歪補償増幅装置において、

前記プリディストータに入力される信号のレベルを検出するレベル検出手段と、

前記プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を記憶する対応記憶手段と、

前記プリディストータに入力される信号に対して前記プリディストーションを実行するための歪補償係数に基づいて前記増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与え、前記増幅器に出力するプリディストーション実行手段と、

前記増幅器出力のフィードバック信号から希望波周波数成分を除去して歪信号成分を出力するフィルタ手段と、

前記フィルタ手段により取得された前記歪信号成分が小さくなるように前記プリディストータに入力される信号に対して増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数を構成するプリディストーションの学習のための係数を更新し、更新した前記プリディストーションの学習のための係数に基づいて前記プリディストータに入力される信号のレベルと前記プリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を取得して前記対応記憶手段に出力する対応取得手段と、を備え、

前記増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数には直交多項式を用い、

前記直交多項式を構成する各直交関数は、1個以上の入力信号の関数と、前記入力信号の関数にそれぞれ対応するパラメータとの積の総和であり、

前記1個以上の入力信号の関数にそれぞれ対応するパラメータの値は、前記入力信号の関数に前記フィルタ手段と同一のフィルタ特性を有するフィル

タをかけて得られる関数を前記各直交関数を構成する前記入力信号の関数と置換した場合に前記各直交関数が互いに直交するように設定される、

ことを特徴とする歪補償増幅装置である。

[0200] 第2構成例は、第1構成例の歪補償増幅装置において、

前記プリディストータに入力される信号に基づいて、前記各直交関数を構成する前記各入力信号の関数により得られる信号をそれぞれ取得する関数信号取得手段を備え、

前記対応取得手段は、前記関数信号取得手段により取得した信号と前記フィルタ手段により取得した歪信号成分とをそれぞれ複素乗算することにより前記歪信号成分から前記1個以上の直交関数のそれぞれに対応した信号成分を抽出し、前記抽出した信号成分毎にそれが小さくなるように、前記プリディストーションの学習のための係数を更新する、

ことを特徴とする歪補償増幅装置である。

[0201] 第3構成例は、第1構成例の歪補償増幅装置において、

前記プリディストータに入力される信号に基づいて、前記各直交関数を構成する前記各入力信号の関数により得られる信号をそれぞれ取得する関数信号取得手段と、

前記関数信号取得手段により取得した信号に対して、前記フィルタ手段と同一のフィルタ特性を有するフィルタをかけた信号をそれぞれ取得する関数信号フィルタ手段と、を備え、

前記対応取得手段は、前記関数信号フィルタ手段により取得した信号と前記フィルタ手段により取得した歪信号成分とをそれぞれ複素乗算することにより前記歪信号成分から前記1個以上の直交関数のそれぞれに対応した信号成分を抽出し、前記抽出した信号成分毎にそれが小さくなるように、前記プリディストーションの学習のための係数を更新する、

ことを特徴とする歪補償増幅装置である。

なお、第3構成例は、第2構成例における入力信号側(Φ)にフィルタを設けた構成例である。

[0202] 第4構成例は、第1構成例の歪補償増幅装置において、

前記対応取得手段は、前記フィルタ手段により取得した前記歪信号成分のみを用いて、当該歪信号成分の全体が小さくなるように、前記プリディストーションの学習のための係数を更新する、
ことを特徴とする歪補償増幅装置である。

[0203] 前述した実施例と第1～第4構成例との対応を以下に示す。

第1～第4構成例では、振幅検出部11の機能によりレベル検出手段が構成されており、歪補償テーブル(LUT)12の機能により対応記憶手段が構成されており、プリディストーション実行部13の機能によりプリディストーション実行手段が構成されており、フィルタ8の機能によりフィルタ手段が構成されており、制御部(学習)14の機能により対応取得手段が構成されており、 Φ_3 取得部15や Φ_5 取得部17の機能により関数信号取得手段(前記した入力信号関数値取得手段に対応する手段)が構成されており、フィルタ16やフィルタ18の機能により関数信号フィルタ手段が構成されている。

[0204] また、第1～第4構成例では、増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数とは $p(t) = B_2 \Phi_2(x(t)) + A_3 \Phi_3(x(t)) + B_4 \Phi_4(x(t)) + A_5 \Phi_5(x(t)) + B_6 \Phi_6(x(t)) + A_7 \Phi_7(x(t)) + \dots$ (ここで、 A_i 、 B_i については一方のみの場合もある) という形式のものであり、プリディストーションの学習のための係数とは A_i 、 B_i のことであり、プリディストーションを実行するための歪補償係数とは $p'(t) = \beta_2 \{ |x(t)|^2 - |x(t-U)|^2 \} + \alpha_3 |x(t)|^2 + \beta_4 \{ |x(t)|^4 - |x(t-U)|^4 \} + \alpha_5 |x(t)|^4 + \beta_6 \{ |x(t)|^6 - |x(t-U)|^6 \} + \alpha_7 |x(t)|^6 + \dots$ (ここで、係数 α_i と係数 β_i については一方のみの場合もある) という形式のものであり、プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応とは歪補償テーブル(LUT)12に書き込まれたテーブルの内容のことであり、直交多項式とは Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 、 Φ_4 、 Φ_5 、

・ ・ の群のことであり、各直交関数とは Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 、 Φ_4 、 Φ_5 、・ ・ ・ のそれぞれの関数のことであり、（直交化させるための）パラメータとは直交化係数 ϕ のことであり具体的には ϕ_{33} 、 ϕ_{53} 、 ϕ_{55} 、 ϕ_{73} 、・ ・ ・ のことであり、入力信号の関数とは $|x(t)|^2 x(t)$ 、 $|x(t)|^4 x(t)$ 、 $|x(t)|^6 x(t)$ 、・ ・ ・ のことであり、フィルタをかけて得られる関数とは $BPF[|x(t)|^2 x(t)]$ 、 $BPF[|x(t)|^4 x(t)]$ 、・ ・ ・ のことであり、１個以上の直交関数のそれぞれに対応した信号とは $|x(t)|^2 x(t)$ 、 $|x(t)|^4 x(t)$ 、 $|x(t)|^6 x(t)$ 、・ ・ ・ のことである。

[以上、以上に示した実施例から把握される歪補償増幅装置の構成例]

[0205] ここで、本発明に係るシステムや装置などの構成としては、必ずしも以上に示したものに限られず、種々な構成が用いられてもよい。また、本発明は、例えば、本発明に係る処理を実行する方法或いは方式や、このような方法や方式を実現するためのプログラムや当該プログラムを記録する記録媒体などとして提供することも可能であり、また、種々なシステムや装置として提供することも可能である。

また、本発明の適用分野としては、必ずしも以上に示したものに限られず、本発明は、種々な分野に適用することが可能なものである。

また、本発明に係るシステムや装置などにおいて行われる各種の処理としては、例えばプロセッサやメモリ等を備えたハードウェア資源においてプロセッサがROM（Read Only Memory）に格納された制御プログラムを実行することにより制御される構成が用いられてもよく、また、例えば当該処理を実行するための各機能手段が独立したハードウェア回路として構成されてもよい。

また、本発明は上記の制御プログラムを格納したフロッピー（登録商標）ディスクやCD（Compact Disc）-ROM等のコンピュータにより読み取り可能な記録媒体や当該プログラム（自体）として把握することもでき、当該制御プログラムを当該記録媒体からコンピュータに入力してプ

ロセッサに実行させることにより、本発明に係る処理を遂行させることができる。

符号の説明

[0206] 1・・・プリディストータ、 2・・・D/A変換器、 3・・・アップコンバータ、 4・・・電力増幅部、 5・・・方向性結合器、 6・・・ダウンコンバータ、 7・・・A/D変換器、 8、16、18・・・フィルタ、 9・・・アンテナ、 11・・・振幅検出部、 12・・・歪補償テーブル、 13・・・プリディストーション実行部、 14、14a、14b、101・・・制御部、 15・・・ Φ_3 取得部、 17・・・ Φ_5 取得部、 21、41・・・2乗検出部、 22、25、44、49・・・乗算器、 23、26、31、45、50・・・複素乗算器、 24、46・・・4乗検出部、 27、51、63、64・・・加算器、 32・・・複素加算器、 42、47・・・遅延回路、 43、48、111・・・減算器（逆相での加算器）、 61・・・メモリレスプリディストータ、 62・・・メモリ効果プリディストータ、 71、91・・・帯域通過フィルタ、 81、92、112・・・アダプティブアルゴリズム部、

請求の範囲

[請求項1] 増幅器のもつ非線形特性によって発生する歪を補償するために前記非線形特性の逆特性をもつ信号を生成して前記増幅器に出力するプリディストータを有する歪補償増幅装置において、

前記プリディストータに入力される信号のレベルを検出するレベル検出手段と、

前記プリディストータに入力される信号のレベルとプリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を記憶する対応記憶手段と、

前記プリディストータに入力される信号に対して前記プリディストーションを実行するための歪補償係数に基づいて前記増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与え、前記増幅器に出力するプリディストーション実行手段と、

前記増幅器出力のフィードバック信号から希望波周波数成分を除去して歪信号成分を出力するフィルタ手段と、

前記フィルタ手段により取得された前記歪信号成分が小さくなるように前記プリディストータに入力される信号に対して増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数を構成するプリディストーションの学習のための係数を更新し、更新した前記プリディストーションの学習のための係数に基づいて前記プリディストータに入力される信号のレベルと前記プリディストーションを実行するための歪補償係数との対応を取得して前記対応記憶手段に出力する対応取得手段と、を備え、

前記増幅器のもつ非線形特性の逆特性を与える関数には直交多項式を用い、

前記直交多項式を構成する各直交関数は、1個以上の入力信号の関数と、前記入力信号の関数にそれぞれ対応するパラメータとの積の総和であり、

前記1個以上の入力信号の関数にそれぞれ対応するパラメータの値

は、前記入力信号の関数に前記フィルタ手段と同一のフィルタ特性を有するフィルタをかけて得られる関数を前記各直交関数を構成する前記入力信号の関数と置換した場合に前記各直交関数が互いに直交するように設定される、

ことを特徴とする歪補償増幅装置。

[請求項2] 請求項1に記載の歪補償増幅装置において、

前記プリディストータに入力される信号に基づいて、前記各直交関数を構成する前記各入力信号の関数により得られる信号をそれぞれ取得する関数信号取得手段を備え、

前記対応取得手段は、前記関数信号取得手段により取得した信号と前記フィルタ手段により取得した歪信号成分とをそれぞれ複素乗算することにより前記歪信号成分から前記1個以上の直交関数のそれぞれに対応した信号成分を抽出し、前記抽出した信号成分毎にそれが小さくなるように、前記プリディストーションの学習のための係数を更新する、

ことを特徴とする歪補償増幅装置。

[請求項3] 請求項1に記載の歪補償増幅装置において、

前記プリディストータに入力される信号に基づいて、前記各直交関数を構成する前記各入力信号の関数により得られる信号をそれぞれ取得する関数信号取得手段と、

前記関数信号取得手段により取得した信号に対して、前記フィルタ手段と同一のフィルタ特性を有するフィルタをかけた信号をそれぞれ取得する関数信号フィルタ手段と、を備え、

前記対応取得手段は、前記関数信号フィルタ手段により取得した信号と前記フィルタ手段により取得した歪信号成分とをそれぞれ複素乗算することにより前記歪信号成分から前記1個以上の直交関数のそれぞれに対応した信号成分を抽出し、前記抽出した信号成分毎にそれが小さくなるように、前記プリディストーションの学習のための係数を

更新する、

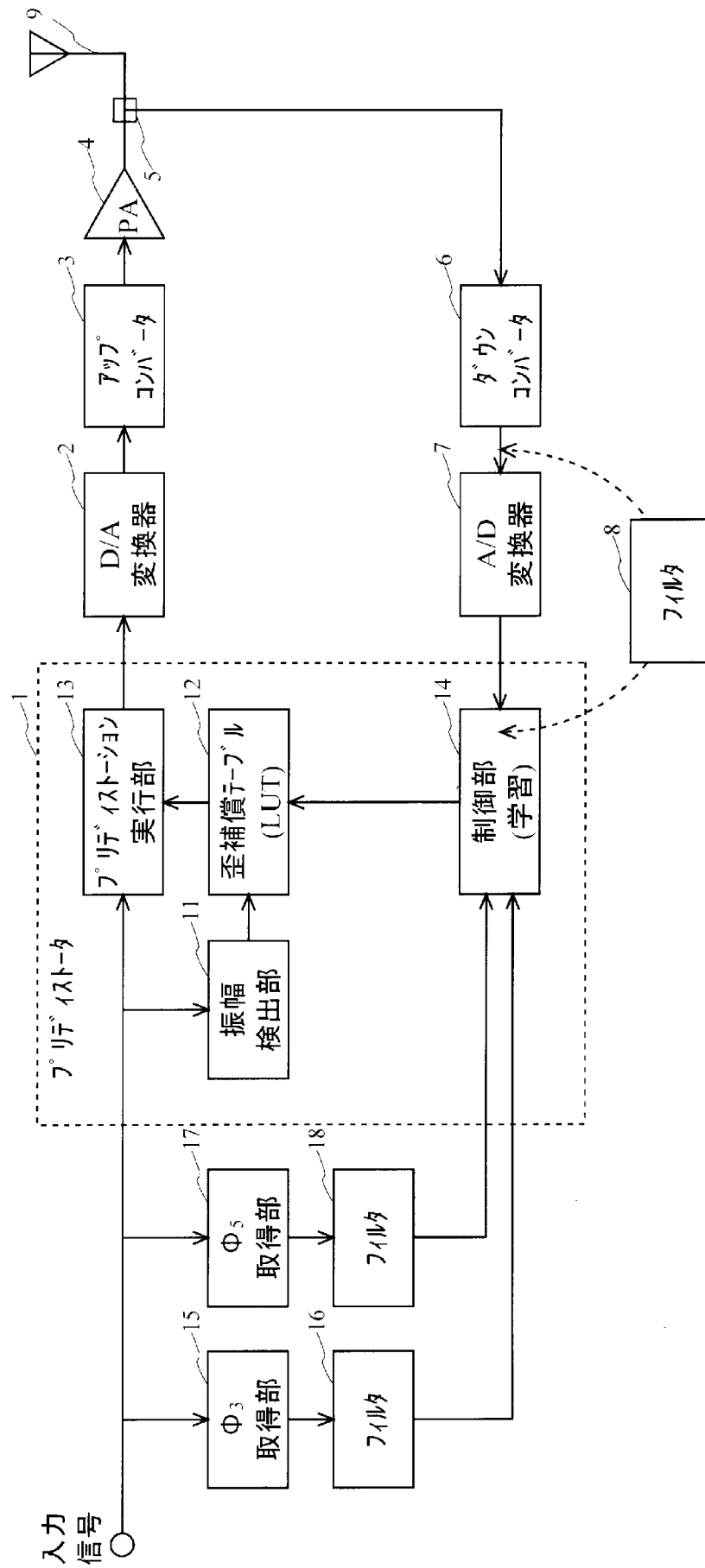
ことを特徴とする歪補償増幅装置。

[請求項4] 請求項1に記載の歪補償増幅装置において、

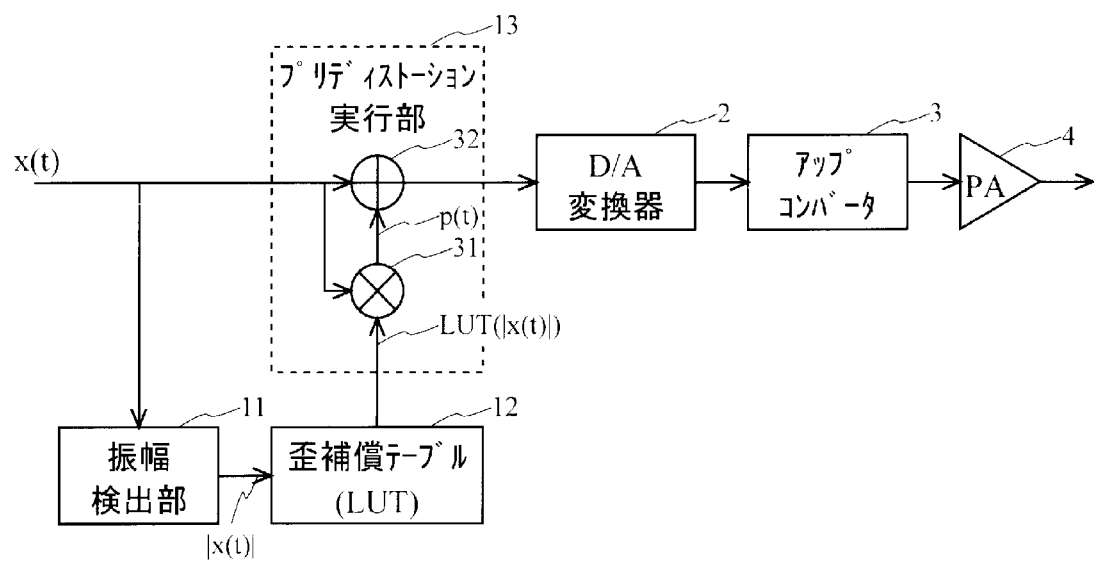
前記対応取得手段は、前記フィルタ手段により取得した前記歪信号成分のみを用いて、当該歪信号成分の全体が小さくなるように、前記プリディストーションの学習のための係数を更新する、

ことを特徴とする歪補償増幅装置。

[図1]

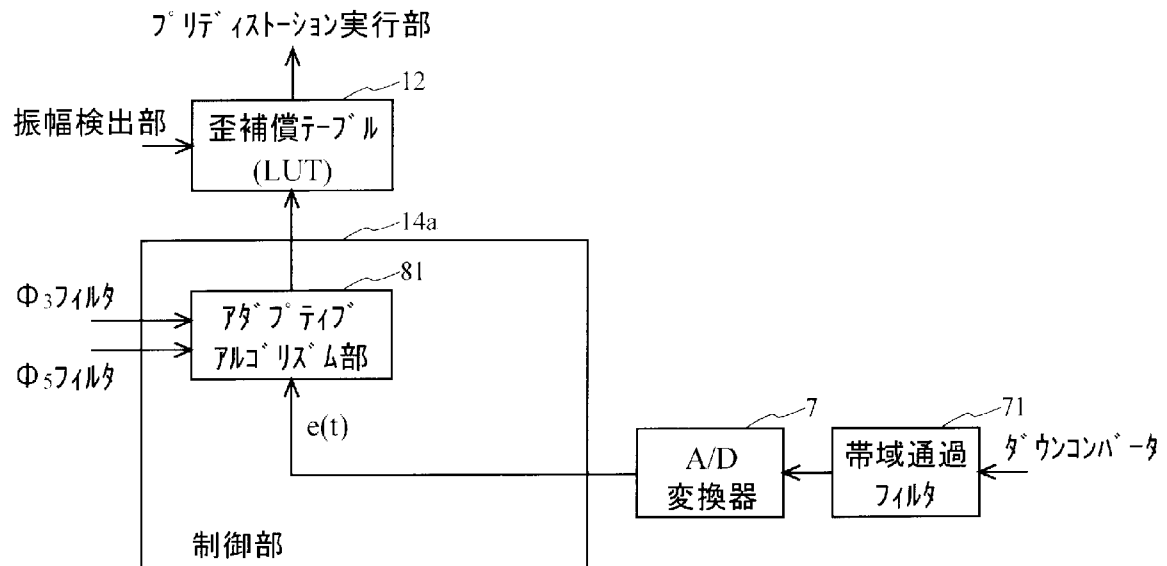


[図2]

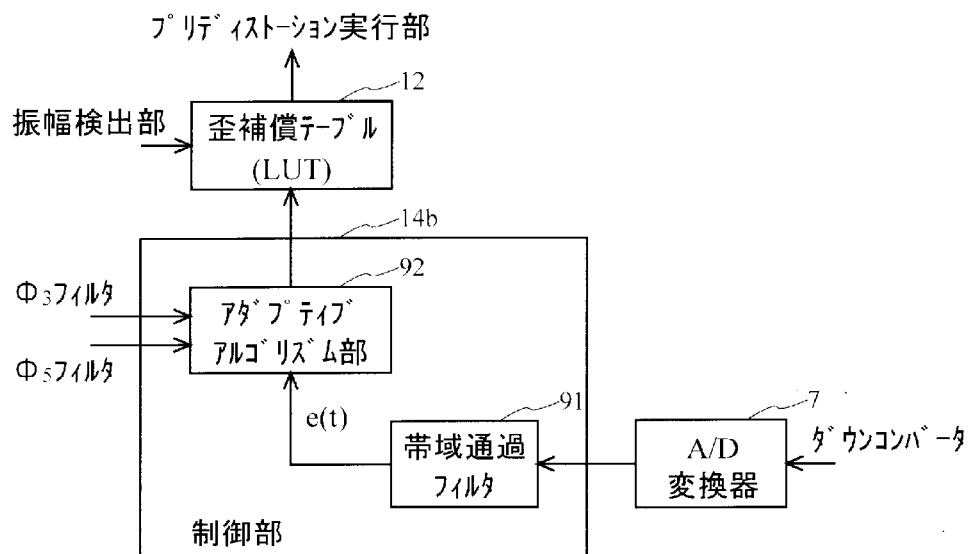


[図3]

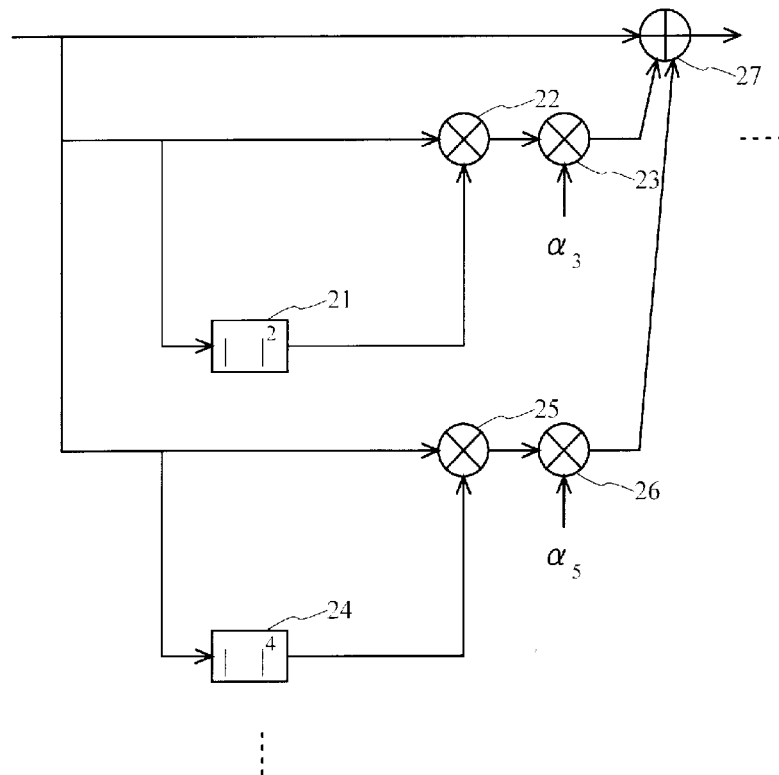
(a)アナログフィルタ



(b)デジタルフィルタ



[図4]



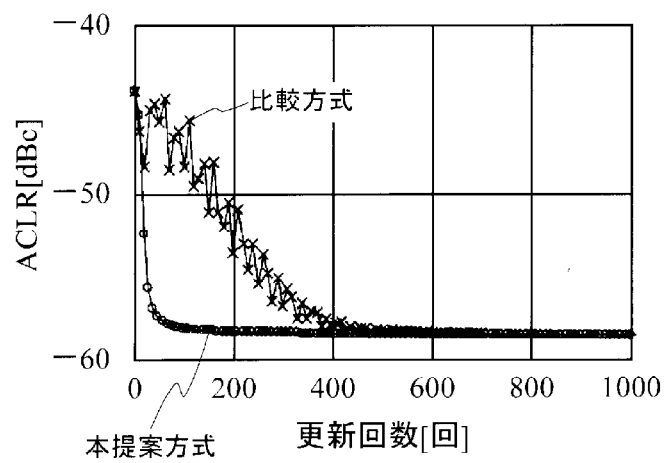
[図5]

$E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$	Φ_3 (BPFあり)	Φ_5 (BPFあり)	Φ_7 (BPFあり)
Φ_3^* (BPFあり)	1.000000	0.003134	0.001612
Φ_5^* (BPFあり)	0.003134	1.000010	0.003572
Φ_7^* (BPFあり)	0.001612	0.003572	1.000015

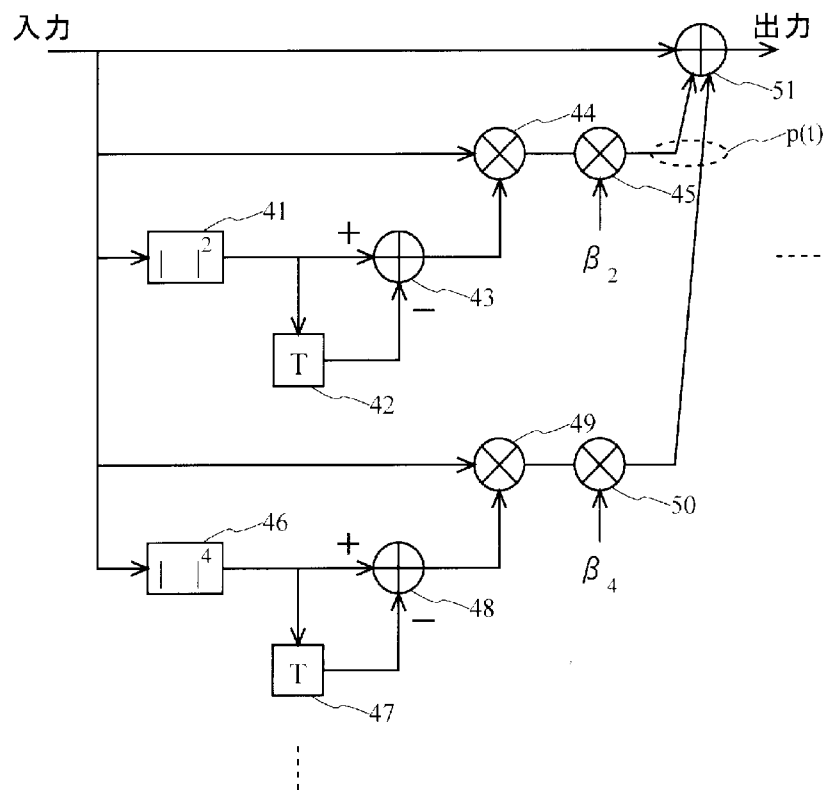
[図6]

$E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$	$\Phi_3(\text{BPFあり})$	$\Phi_5(\text{BPFあり})$	$\Phi_7(\text{BPFあり})$
$\Phi_3^*(\text{BPFなし})$	1.000000	0.003134	0.001612
$\Phi_5^*(\text{BPFなし})$	0.003134	1.000010	0.003572
$\Phi_7^*(\text{BPFなし})$	0.001612	0.003572	1.000015

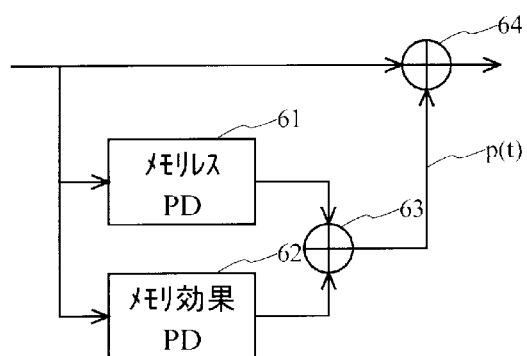
[図7]



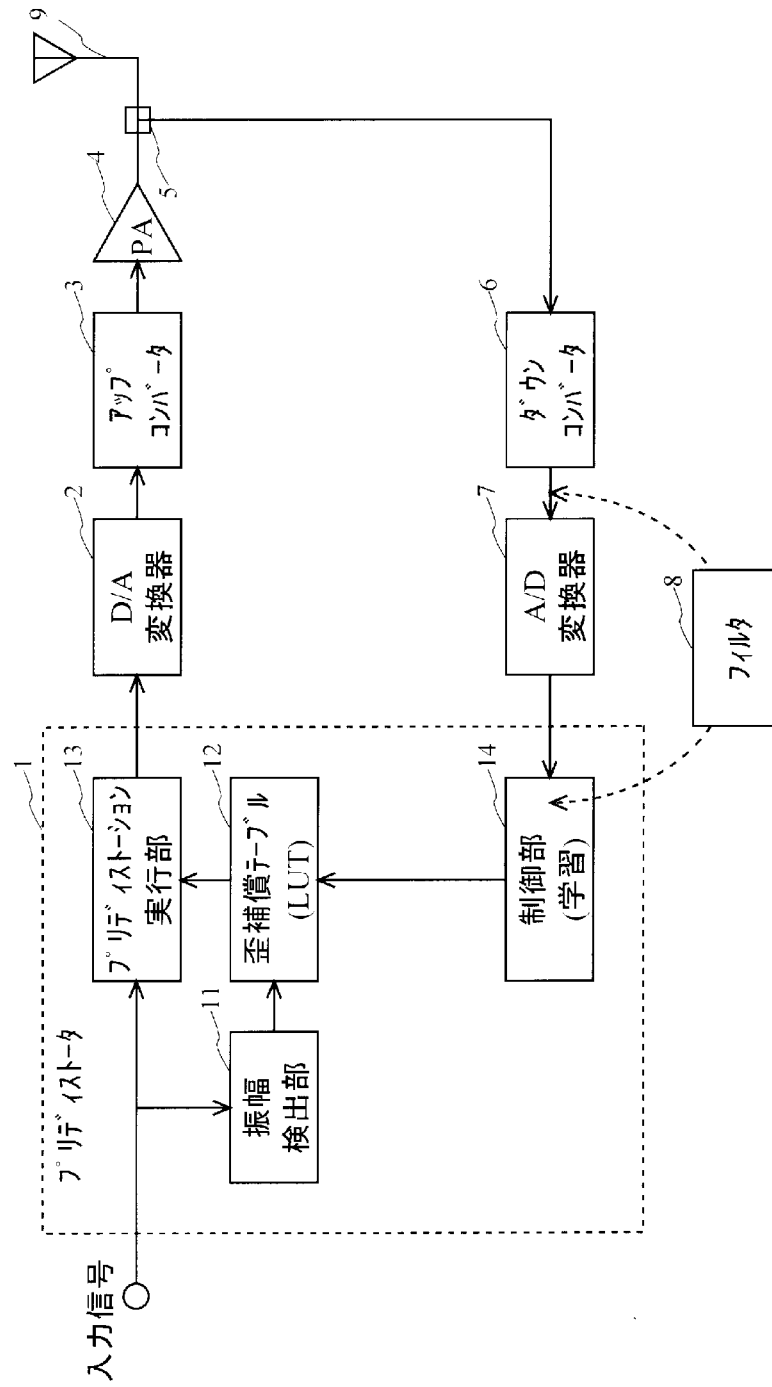
[図8]



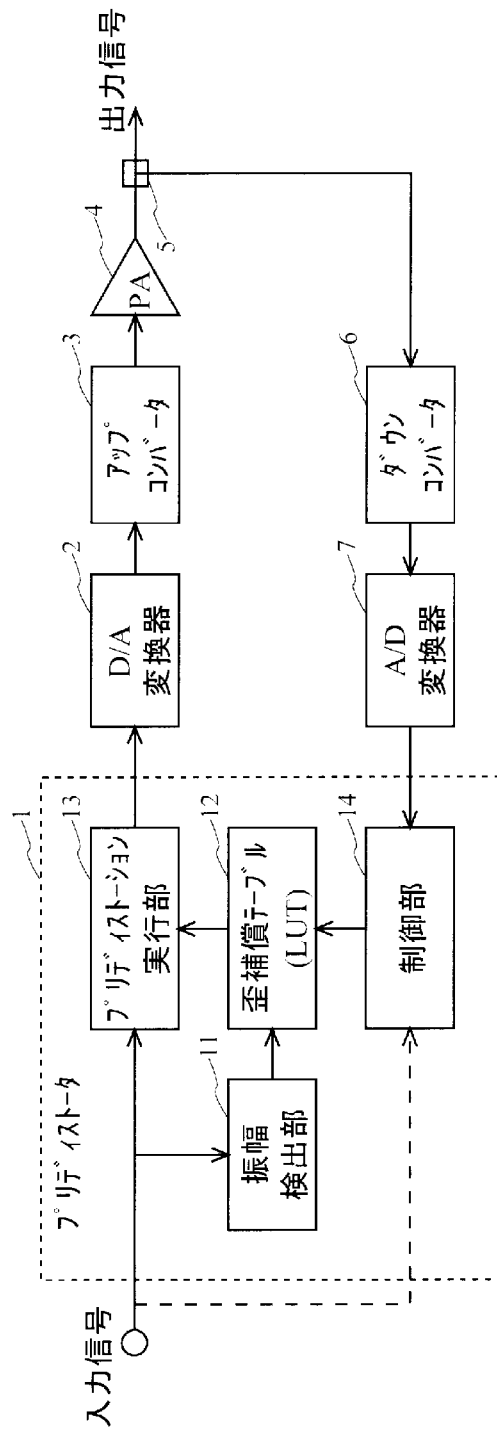
[図9]



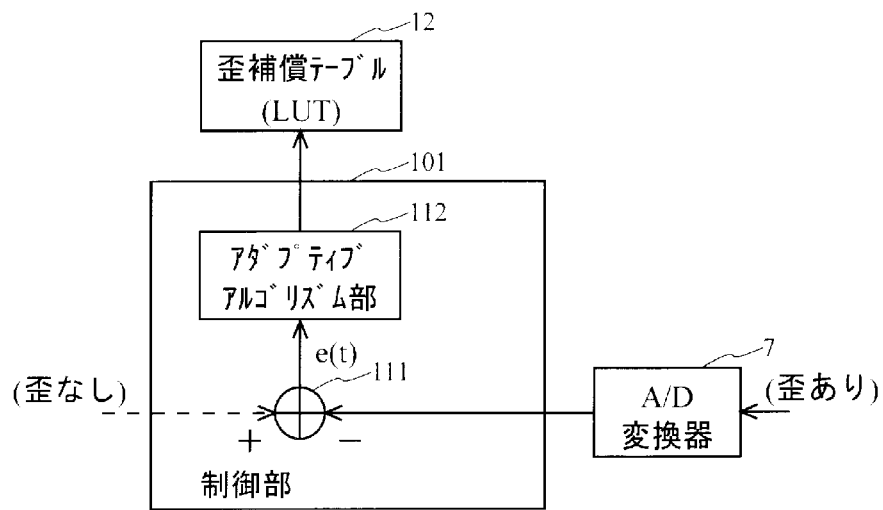
[図10]



[図11]



[図12]



[図13]

$E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$	Φ_3 (BPFなし)	Φ_5 (BPFなし)	Φ_7 (BPFなし)
Φ_3^* (BPFなし)	1.000000	0.000000	0.000000
Φ_5^* (BPFなし)	0.000000	1.000000	0.000000
Φ_7^* (BPFなし)	0.000000	0.000000	1.000000

[図14]

$E[\Phi_m^* \cdot \Phi_n]$	Φ_3 (BPFあり)	Φ_5 (BPFあり)	Φ_7 (BPFあり)
Φ_3^* (BPFなし)	0.111909	0.099085	0.067748
Φ_5^* (BPFなし)	0.099085	0.338799	0.091096
Φ_7^* (BPFなし)	0.067748	0.091096	0.451395

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/004050

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

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

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 1996-2009

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2009 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2009

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	JP 11-154880 A (Fujitsu Ltd.), 08 June 1999 (08.06.1999), paragraphs [0011], [0014] to [0052] & JP 2006-295992 A & US 6288610 B1	1-4
A	JP 2006-93947 A (Japan Radio Co., Ltd.), 06 April 2006 (06.04.2006), paragraph [0010] (Family: none)	1-4
A	JP 2007-129492 A (Japan Radio Co., Ltd.), 24 May 2007 (24.05.2007), paragraphs [0023] to [0036] (Family: none)	1-4

☒ 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 December, 2009 (07.12.09)Date of mailing of the international search report
15 December, 2009 (15.12.09)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/004050

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 2007-208315 A (Hiroshi OGAWA) , 16 August 2007 (16.08.2007) , paragraph [0040] & WO 2007/086570 A1 & KR 10-2008-0112211 A & CN 101411058 A	1-4

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

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

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 0 9 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 0 9 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 0 9 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	JP 11-154880 A（富士通株式会社）1999.06.08, 段落0011, 0014-0052 & JP 2006-295992 A & US 6288610 B1	1-4
A	JP 2006-93947 A（日本無線株式会社）2006.04.06, 段落0010（ファミリーなし）	1-4
A	JP 2007-129492 A（日本無線株式会社）2007.05.24, 段落0023-0036（ファミリーなし）	1-4

☒ 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 . 1 2 . 2 0 0 9

国際調査報告の発送日

1 5 . 1 2 . 2 0 0 9

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）

儀 同 孝 信

電話番号 03-3581-1101 内線 3568

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 2007-208315 A (小川 宏) 2007.08.16, 段落 0 0 4 0 & WO 2007/086570 A1 & KR 10-2008-0112211 A & CN 101411058 A	1-4