

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4183364号
(P4183364)

(45) 発行日 平成20年11月19日(2008.11.19)

(24) 登録日 平成20年9月12日(2008.9.12)

(51) Int.Cl. F I
H03F 1/32 (2006.01) H03F 1/32

請求項の数 4 (全 37 頁)

(21) 出願番号	特願2000-97092(P2000-97092)	(73) 特許権者	000005223 富士通株式会社
(22) 出願日	平成12年3月31日(2000.3.31)		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(65) 公開番号	特開2001-251148(P2001-251148A)	(74) 代理人	100084711 弁理士 齊藤 千幹
(43) 公開日	平成13年9月14日(2001.9.14)		
審査請求日	平成17年8月11日(2005.8.11)	(72) 発明者	大出 高義 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
(31) 優先権主張番号	特願平11-372885	(72) 発明者	大石 泰之 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
(32) 優先日	平成11年12月28日(1999.12.28)	(72) 発明者	久保 徳郎 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
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】歪補償装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

送信電力増幅器の歪を補償するための歪補償係数を送信信号のパワーに対応させて記憶するメモリ、送信信号 $x(t)$ のパワーに応じた歪補償係数 $h_n(p)$ をメモリから読み出し、該歪補償係数を用いて送信信号に歪補償処理を施すプリディストーション部、歪補償処理を施されたデジタルの送信信号をアナログ信号に変換するDA変換器、歪補償前の送信信号と送信電力増幅器の出力信号に基づいて歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を演算する歪補償係数演算部、演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を送信信号 $x(t)$ のパワーに対応させて前記メモリに記憶することにより歪補償係数を更新する歪補償係数更新部を備えた歪補償装置において、

歪補償係数演算部で演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を前記メモリに記憶する前に、該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を用いた歪補償処理によりプリディストーション部より出力される送信信号のパワー P_a を演算する演算部、

該パワー P_a と設定上限パワー P_{max} を比較する比較部、

該送信信号パワー P_a が上限パワー P_{max} 以下となるように歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を補正する歪補償係数補正部を備え、

前記歪補償係数更新部は、送信信号のパワー P_a が前記上限パワー P_{max} より大きいとき、補正された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を前記メモリに記憶することにより歪補償係数を更新する

ことを特徴とする歪補償装置。

【請求項 2】

前記歪補償処理を施された送信信号のパワー P_a と設定上限パワー P_{max} の比を m^2 とすれば、前記歪補償係数補正部は歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $1/m$ することにより補正された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を出力することを特徴とする請求項 1 記載の歪補償装置。

【請求項 3】

前記歪補償係数更新部は、送信信号のパワー P_a が前記上限パワーより小さければ前記演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を、送信信号のパワー P_a が前記上限パワーより大きければ前記補正された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を前記メモリに記憶することにより歪補償係数を更新する、

ことを特徴とする請求項 2 記載の歪補償装置。

10

【請求項 4】

前記歪補償係数補正部は、演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ よりその $1/n (= h_{n+1}(p)/n)$ を減算することにより歪補償係数を補正するとき、次式

$$n \cdot h_{n+1}(p) / h_{n+1}(p) = 2^N$$

を満足する最小の整数 N を求め、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ の $1/n$ の演算を N ビットのシフト演算により実行することを特徴とする請求項 1 記載の歪補償装置。ただし、 $h_{n+1}(p)$ は次式

$$h_{n+1}(p) = h_n(p) + h_{n+1}(p)$$

を満足する値である。

【発明の詳細な説明】

20

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は歪補償装置に係わり、特に、出力可能範囲を超える制御が行われそうになったとき振幅制限を行い、且つ、振幅制限が行われた場合でも位相について追従動作を行わせることができる歪補償装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年周波数資源が逼迫し、無線通信に於いてデジタル化による高能率伝送が多く用いられるようになってきた。無線通信に多値振幅変調方式を適用する場合、送信側特に電力増幅器の増幅特性を直線化して非線型歪を抑え、隣接チャネル漏洩電力を低減する技術が重要であり、また線型性に劣る増幅器を使用し電力効率の向上を図る場合はそれによる歪発生を補償する技術が必須である。

30

【0003】

図 4 5 は従来の無線機における送信装置の一例を示すブロック図であり、送信信号発生装置 1 はシリアルデジタルデータ列を送出し、シリアル/パラレル変換器 (S/P 変換器) 2 はデジタルデータ列を 1 ビットづつ交互に振り分けて同相成分信号 (I 信号: In-phase component) と直交成分信号 (Q 信号: Quadrature component) の 2 系列に変換する。DA 変換器 3 は I 信号、Q 信号のそれぞれをアナログのベースバンド信号に変換して直交変調器 4 に入力する。直交変調器 4 は入力された I 信号、Q 信号 (送信ベースバンド信号) にそれぞれ基準搬送波とこれを 90° 移相した信号を乗算し、乗算結果を加算することにより直交変換を行って出力する。周波数変換器 5 は直交変調信号と局部発振信号をミキシングして周波数変換し、送信電力増幅器 6 は周波数変換器 5 から出力された搬送波を電力増幅して空中線 (アンテナ) 7 より空中に放射する。

40

【0004】

W-CDMA 及び PDC (Personal Digital Cellular) 等の移動通信において、送信装置の送信電力は $10\text{mW} \sim \text{数W}$ と大きく、送信電力増幅器の入出力特性 (歪関数 $f(p)$) は図 4 6 (a) の点線で示すように非直線性になる。この非直線特性により非線形歪が発生し、送信周波数 f_0 周辺の周波数スペクトラムは図 4 6 (b) の実線に示すようにサイドローブが持ち上がり、隣接チャネルに漏洩し、隣接妨害を生じる。すなわち、非線形歪により (b) に示すように送信波が隣接周波数チャネルに漏洩する電力が大きくなってしまふ。漏洩電力を AC

50

PR(Adjacent Channel Power Ratio)として説明する。ACPRは (b) の1点鎖線 A と1点鎖線 A 間のスペクトラム面積である着目チャンネルの電力と1点鎖線 A , A と2点鎖線 B , B 間の隣接チャンネルに漏れるスペクトラムの面積である隣接漏洩電力の比である。このような漏洩電力は、他チャンネルに対して雑音となり、そのチャンネルの通信品質を劣化させてしまう。よって、厳しく規定されている。

【 0 0 0 5 】

漏洩電力は、例えば電力増幅器の線形領域(図 4 6 (a) 参照)で小さく、非線形領域で大きくなる。そこで、高出力の送信電力増幅器とするためには、線形領域を広くする必要はある。しかし、このためには実際に必要な能力以上の増幅器が必要となり、コスト及び装置サイズにおいて不利となる問題がある。

また、通常の増幅器では、線形領域での電力負荷効率は図 4 7 に示すように低い。ここで電力負荷効率とは、アンプの定格電力に対する出力電力 P_{out} と入力電力 P_{in} の差 ($P_{out} - P_{in}$) の割合 (%) であり、熱になる分である。よって、必要な送信電力を得るには大きな消費電力が必要となってしまう、電力効率においても非常に不利である。そのため、消費電力を低く押さえるために増幅器の非線形領域での使用が不可欠である。しかしながら、前述のように歪が増加し、ACPRを劣化させてしまう。この状況に対して送信電力の歪を補償し、電力負荷効率の良い領域での増幅器の使用を実現するものが歪補償機能付きの無線装置(リニアライザ)である。フィードバック系の歪補償技術としてカルテジアンループ方式、ポーラーループ方式等が提案され、電力増幅器の歪抑圧を行っている。

【 0 0 0 6 】

図 4 8 は D S P を用いたデジタル非線形歪補償機能を備えた送信装置のブロック図である。送信信号発生装置 1 から送出されるデジタルデータ群(送信信号)は、S/P変換器 2 において I 信号、Q 信号の 2 系列に変換されて D S P で構成される歪補償部 8 に入力される。歪補償部 8 は機能的に図 4 9 に示すように、送信信号 $x(t)$ のパワーレベル 0 ~ 1023 に応じた歪補償係数 $h(\pi)$ ($i=0 \sim 1023$) を記憶する歪補償係数記憶部 8 a、送信信号レベルに応じた歪補償係数 $h(\pi)$ を用いて該送信信号に歪補償処理(プリディストーション)を施すプリディストーション部 8 b、送信信号 $x(t)$ と後述する直交検波器で復調された復調信号(フィードバック信号) $y(t)$ を比較し、その差が零となるように歪補償係数 $h(\pi)$ を演算、更新する歪補償係数演算部 8 c を備えている。

【 0 0 0 7 】

歪補償部 8 は送信信号 $x(t)$ のパワーレベルに応じた歪補償係数 $h(\pi)$ を用いて該送信信号にプリディストーション処理を施し、D/A変換器 3 に入力する。D/A変換器 3 は入力された I 信号と Q 信号をアナログのベースバンド信号に変換して直交変調器 4 に入力する。直交変調器 4 は入力された I 信号、Q 信号にそれぞれ基準搬送波とこれを 90° 移相した信号を乗算し、乗算結果を加算することにより直交変換を行って出力する。周波数変換器 5 は直交変調信号と局部発振信号をミキシングして周波数変換し、送信電力増幅器 6 は周波数変換器 5 から出力された搬送波信号を電力増幅して空中線(アンテナ) 7 より空中に放射する。

【 0 0 0 8 】

送信信号の一部は方向性結合器 9 を介して周波数変換器 10 に入力され、ここで周波数変換されて直交検波器 11 に入力される。直交検波器 11 は入力信号にそれぞれ基準搬送波とこれを 90° 移相した信号を乗算して直交検波を行い、送信側におけるベースバンドの I、Q 信号を再現して A/D変換器 12 に入力する。A/D変換器 12 は入力された I、Q 信号をデジタルに変換して歪補償部 8 に入力する。歪補償部 8 は LMS (Least Mean Square) アルゴリズムを用いた適応信号処理により歪補償前の送信信号と直交検波器 11 で復調されたフィードバック信号を比較し、その差が零となるように歪補償係数 $h(\pi)$ を演算、更新する。ついで、次の送信すべき送信信号に更新した歪補償係数を用いてプリディストーション処理を施して出力する。以後、上記動作を繰り返すことにより、送信電力増幅器 6 の非線形歪を抑えて隣接チャンネル漏洩電力を低減する。

【 0 0 0 9 】

図50は適応LMSによる歪補償処理の説明図である。15aはベースバンドの送信信号(直交変調信号) $x(t)$ に歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ を乗算する乗算器(図49のプリディストーション部8bに対応)、15bは歪関数 $f(p)$ を有する送信電力増幅器、15cは送信電力増幅器からの出力信号 $y(t)$ を帰還する帰還系、15dは送信信号 $x(t)$ のパワー $p (= x(t)^2)$ を演算する演算部(振幅-電力変換部)、15eは送信信号 $x(t)$ の各パワーに応じた歪補償係数を記憶する歪補償係数記憶部(図49の歪補償係数記憶部8aに対応)であり、送信信号 $x(t)$ のパワー p に応じた歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ を出力すると共に、LMSアルゴリズムにより求まる歪補償係数 $h_n(p)$ で歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ を更新する。

【0010】

15fは共役複素信号出力部、15gは送信信号 $x(t)$ と帰還復調信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ を出力する減算器、15hは $e(t)$ と $u^*(t)$ の乗算を行う乗算器、15iは $h_{n-1}(p)$ と $y^*(t)$ の乗算を行う乗算器、15jはステップサイズパラメータ μ を乗算する乗算器、15kは $h_{n-1}(p)$ と $\mu e(t)u^*(t)$ を加算する加算器、15m、15n、15pは遅延部であり、送信信号 $x(t)$ が入力してから帰還復調信号 $y(t)$ が減算器15gに入力するまでの遅延時間を入力信号に付加する。15f、15h~15jは回転演算部16を構成する。 $u(t)$ は歪を受けた信号である。上記構成により、以下に示す演算が行われる。

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

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

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

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

$P = |x(t)|^2$ ただし、 x, y, f, h, u, e は複素数、 $*$ は共役複素数である。上記演算処理を行うことにより、送信信号 $x(t)$ と帰還復調信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ が最小となるように歪補償係数 $h(p)$ が更新され、最終的に最適の歪補償係数値に収束し、送信電力増幅器の歪が補償される。

【0011】

図51は $x(t) = I(t) + jQ(t)$ として表現した送信装置の全体の構成図であり、図48、図50と同一部分には同一符号を付している。

以上のように、デジタル非線形歪補償方式は、送信信号を直交変調して得られる搬送波を帰還検波し、送信信号と帰還信号の振幅をデジタル変換して比較し、比較結果に基づいて歪補償係数をリアルタイムに更新するという原理である。この非線形歪補償方式によれば、歪を減少でき、その結果、高出力で非線形領域での動作でもACPRを満たし(すなわち漏洩電力を低く抑え)、かつ、電力負荷効率を改善することができ、低消費電力化が可能となる。また、電力負荷効率の改善により発熱量を削減でき、発熱対策が軽減し、これにより、装置の規模も削減することができる。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】

歪発生において、信号の振幅歪と位相歪が同時に発生することがある。これは、歪補償された送信信号が歪補償回路の補償振幅範囲を超えると、該信号が歪補償装置の限界値に振幅制限され、振幅値が歪補償装置の上限値に張りつき、位相制御が不可能になるからである。

送信電力増幅器は飽和による非線形特性を有しているが、前述のように送信効率上できるだけ飽和に近い状態で使用する。一方、歪補償装置は特性が線形なるように歪補償制御を行うため、飽和に近い状態で使用すると歪補償係数 $h_n(p)$ が次第に大きくなる。このため、歪補償後の送信信号 $x(t)*h(p)$ (*は複素乗算)のレベルが増大し、DA変換器のダイナミックレンジを越え、DA変換器の出力振幅がひずむ。この結果、送信信号に高調波成分が含まれるようになり、振幅のみならず位相もひずみ、隣接漏えいが発生しスペクトル特性が規格外になる。

【0013】

図52は従来の歪補償装置の問題点説明図であり、点線LMはDA変換器3のダイナミックレンジ(DA変換器リミット)である。歪補償装置のプリディストーション部から出力する送信

10

20

30

40

50

信号 $x(t) \cdot h_n(p)$ のレベルがDA変換器リミットLMの内側に存在すれば歪は発生しない。しかし、歪補償処理により送信信号 $x(t)$ に対する歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が大きくなると、図示するように $x(t) \cdot h_{n+1}(p)$ がDA変換器リミットLMを越え、振幅がDA変換器リミットLMにクランプし、高調波成分が発生して位相もひずむ。

【0014】

すなわち、電力増幅器の非線形の度合いが大きい領域では、歪み補償によって振幅を大きくしようとしているにも関わらず、帰還信号 $y(t)$ の振幅が大きくならず、補正前の送信信号 $x(t)$ と帰還信号との振幅差 $e(t)$ が大きくなる。振幅差が大きくなれば歪補償部8は、歪補償が期待通りに行なわれていないと判断し、更に差信号 $e(t)$ が小さくなるように歪補償計数 $h_{n+1}(p)$ を大きくする。この結果、歪補償後の信号振幅を更に増加させる。この結果、信号振幅が制限値(DA変換器3のリミットLM)を超えてしまう。そのため制限値を超えた信号は一定振幅値となり、信号の有意成分(振幅及び位相)が欠落する。これにより、振幅成分に加えて位相成分の補償もできなくなるつまりは、歪み補償が正常動作しないとといった障害が発生する。

10

以上により、振幅がDA変換器リミットLMを越えると、振幅、位相の両方が制御不可能になり、歪補償しない場合より歪特性が劣化する問題が発生する。

【0015】

以上から本発明の目的は、DA変換器の入力振幅がDA変換器のリミットを越えないように事前に歪補償係数の大きさをその位相を維持したまま補正し、これにより、振幅制限しても歪が発生しないようにして位相追従を可能にすることである。

20

本発明の別の目的は、歪補償後の送信信号のパワーが許容されている上限パワーを越えないように事前に歪補償係数の大きさをその位相を維持したまま補正し、これにより、振幅制限しても位相追従を可能にすることである。

本発明の別の目的は、歪補償係数の補正值を簡単に演算できるようにすることである。

【0017】

【課題を解決するための手段】

上記課題は本発明によれば、歪補償処理を施された送信信号がDA変換器のダイナミックレンジを越えないように、事前に歪補償係数を補正して歪補償係数記憶部に記憶する歪補償装置により達成される。すなわち、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が演算されて歪補償係数記憶部に記憶する前に、該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を用いて歪補償するものとしたとき、歪補償により得られる信号がDA変換器のリミットを越えるか事前に調べ、越える場合には歪補償係数の大きさをその位相を維持したまま小さくなるように補正して記憶部に記憶する。

30

【0018】

上記課題は本発明によれば、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が演算されて歪補償係数記憶部に記憶する前に、歪補償信号 $x(t) \cdot h_{n+1}(p)$ のパワー $|x(t) \cdot h_{n+1}(p)|^2$ がDA変換器の設定上限パワー P_{max} を越えるか事前に調べ、越える場合には歪補償係数の大きさをその位相を維持したまま小さくなるように補正して記憶部に記憶することにより達成される。

以上のようにすれば、歪補償信号(DA変換器入力)がDA変換器リミット(ダイナミックレンジ)を越えることがなくなり、DA変換器において振幅歪、位相歪が発生しない。しかも、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ の位相を保持したままその大きさを小さくするものであるため位相追従が可能になる。

40

【0020】

尚、本発明は、(1) 送信信号に歪補償係数を乗算して歪補償する第1の歪補償方式、及び(2) 参照信号(送信信号)に歪補償係数を乗算して得られた信号と送信信号との差を誤差信号として発生し、誤差信号及び主信号(送信信号)を別個にDA変換して合成して歪デバイスに入力する第2の歪補償方式、それぞれに適用できる。更に、シングルキャリアの送信装置やマルチキャリアの送信装置に適用できる。

【0021】

【発明の実施の形態】

(A) 本発明の原理

50

(a) 概略構成

図 1 は本発明の概略構成図であり、21 は関数 $f(p)$ の非線形歪を発生するデバイス (送信電力増幅器)、22 は送信電力増幅器の歪を補正する歪補償係数 $h(p)$ を送信信号 $x(t)$ のパワー $p (=|x(t)|^2)$ に対応させて記憶する歪補償係数記憶部、23 は送信信号 $x(t)$ のパワー p に応じた歪補償係数 $h_n(p)$ を記憶部 22 から読み出し、該歪補償係数を用いて送信信号に歪補償処理を施すプリディストーション部、24 は歪補償処理を施されたデジタルの送信信号 $x(t) * h_n(p)$ をアナログ信号に変換する D/A 変換器、25 は送信電力増幅器の出力信号 $y(t)$ を帰還する帰還系、26 はフィードバック信号をデジタルに変換する A/D 変換器、27 は歪補償前の送信信号 $x(t)$ とフィードバック信号に基づいて歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を演算する歪補償係数演算部、28 は演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ あるいは補正された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を送信信号のパワー $|x(t)|^2$ に対応させて記憶部 22 に記憶することにより歪補償係数を更新する歪補償係数更新部、

【 0 0 2 2 】

29 は比較部で、歪補償係数演算部 27 で演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を記憶部 22 に記憶する前に、該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を用いた歪補償処理によりプリディストーション部 23 より出力されるであろう送信信号のパワー $P_a (=|x(t) * h_{n+1}(p)|^2)$ と D/A 変換器 24 のダイナミックレンジにより規定される最大電力値 P_{max} を比較するもの、30 は歪補償係数補正部、31 は歪補償係数記憶部 22 の読み出しアドレス / 書き込みアドレスを発生する送信信号のパワー演算部である。

【 0 0 2 3 】

(b) 本発明の原理説明

図 2 は本発明の原理説明図である。

図 1 のデジタル構成の歪補償装置において、歪補償信号の上限はデジタルデータのビット数もしくは D/A 変換器 24 のビット数 (ダイナミックレンジ) で規定される。以下では D/A 変換器 24 のダイナミックレンジにより上限が制限されるものとする。図 2 において、破線の小さい四角 LM_S は D/A 変換器のダイナミックレンジにより規定される D/A 変換器リミット、大きい四角 LM_L はデジタルデータのビット数により規定される演算リミットである。歪補償処理を施す前の送信信号を $x(t)$ とし、該送信信号のパワーに応じた歪補償係数を $h_n(p)$ とすると、プリディストーション部 23 から出力する歪補償信号は $x(t) * h_n(p)$ となる。この歪補償信号 $x(t) * h_n(p)$ が D/A 変換器リミット LM_S に接する円以内であれば、送信信号 $x(t)$ がどのような位相であろうとも D/A 変換器リミット LM_L を超えることはなく、D/A 変換器 24 において振幅、位相がひずむことはない。

【 0 0 2 4 】

しかし、歪関数 $f(p)$ の作用で送信電力増幅器 21 の出力振幅が大きくなると、歪補償前の送信信号 $x(t)$ とフィードバック信号の差が大きくなり、歪補償係数演算部 27 から出力する歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が大きくなる。かかる場合、該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を補正せずそのまま歪補償係数記憶部 22 に記憶すると、いつか該歪補償係数が読み出されてプリディストーション部 23 より歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ が出力する。このとき、歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ が D/A 変換器リミット LM_S を越えると該 D/A 変換器において振幅歪、位相歪が発生する。

そこで、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が演算されて記憶部 22 に記憶される前に、該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を用いて歪補償するものとしたとき、歪補償により得られる信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ が D/A 変換器のリミットを越えるか事前に調べ、越える場合には歪補償係数の大きさをその位相を維持したまま小さくするように補正する。このようにすれば、D/A 変換器入力が振幅制限されて D/A 変換器リミット LM_S を越えることがなくなり、D/A 変換器において振幅歪、位相歪が発生しない。しかも、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ の位相を保持したままその大きさを小さくするものであるため位相追従が可能になる。

【 0 0 2 5 】

(c) 振幅制御による振幅制限

以上から、比較部 29 は歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が求めた時、該歪補償係数を記憶部 22 に

10

20

30

40

50

記憶する前に、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を用いた歪補償処理によりプリディストーション部 23 より出力されるであろう歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ と DA 変換器リミット LM_S と比較する。又、歪補償係数補正部 30 は、 $x(t) * h_{n+1}(p)$ が DA 変換器リミット LM_S より小さくなるように歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $1/m$ に補正する。歪補償係数更新部 28 は歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ が DA 変換器リミット LM_S より大きければ、該補正された歪補償係数 $h_{n+1}(p)/m$ を歪補償係数記憶部 22 に記憶し、小さければ補正しない歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ をそのまま歪補償係数記憶部 22 に記憶する。尚、 $x(t) * h_{n+1}(p)$ は複素数であるため、一般に次の (d) のようにしてパワーに基づいて振幅制御するのが普通である。

【0026】

(d) 電力制御による振幅制限

上記 (c) では直接 DA 変換器の入力信号振幅を制御し、該振幅が DA 変換リミット LM_S に収まるように制御する場合であるが、歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ のパワー $|x(t) * h_{n+1}(p)|^2$ が DA 変換器の上限パワー P_{max} 以下となるように歪補償係数を補正して振幅が DA 変換リミット LM_S に接する等包絡線円 ECIR に収まるように制御することもできる。かかる場合、比較部 29 は歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が求めた時、該歪補償係数を記憶部 22 に記憶する前に、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を用いた歪補償処理によりプリディストーション部 23 より出力されるであろう歪補償信号のパワー $P_a (= |x(t) * h_{n+1}(p)|^2)$ と DA 変換器 24 の上限パワー P_{max} を比較する。又、歪補償係数補正部 30 は、 $|x(t) * h_{n+1}(p)|^2$ が上限パワー P_{max} より大きいとき、上限パワー以下となるように歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $1/m$ 補正する。歪補償係数更新部 28 は、歪補償信号のパワー P_a が上限パワー P_{max} より大きいとき、該補正された歪補償係数 $h_{n+1}(p) = h_{n+1}(p)/m$ を歪補償係数記憶部 22 に記憶し、小さいとき歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を補正せずそのまま歪補償係数記憶部 22 に記憶する。この結果、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ で歪補償された信号 $x(t) * h_{n+1}(p)/m$ は等包絡線円 ECIR の内側に収まり、DA 変換器 24 で振幅歪、位相歪は生じない。すなわち、振幅の歪補償は不完全であるが、位相は追従している為、歪補償装置を適用しない場合以上に歪特性が劣化することはない。

【0027】

(e) 電力制御による別の振幅制限

DA 変換器の設定されている許容上限パワーを P_{max} 、送信信号 $x(t)$ に対する最大歪補償係数を $h(p)_{MAX}$ とすれば次式

$P_{max} = |x(t) * h(p)_{MAX}|^2$ の関係が成り立つ。 P_{max} は一定であるから、送信信号 $x(t)$ と最大歪補償係数 $h(p)_{MAX}$ は 1:1 の関係があり、送信信号 $x(t)$ が決まれば最大歪補償係数 $h(p)_{MAX}$ が一意に定まる。従って、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ の二乗値がこの最大歪補償係数 $h(p)_{MAX}$ の二乗値より大きければ、該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を用いて得られる歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ は等包絡線円 ECIR を越える。

【0028】

以上より、比較部 29 は歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が演算された時、該歪補償係数の二乗値 $|h_{n+1}(p)|^2$ と送信信号 $x(t)$ に応じた最大歪補償係数 $h(p)_{MAX}$ の二乗値 $|h(p)_{MAX}|^2$ の大きさを比較する。又、歪補償係数補正部 30 は $|h_{n+1}(p)|^2$ が $|h(p)_{MAX}|^2$ より小さくなるように歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $1/m$ に補正する。歪補償係数更新部 28 は、 $|h_{n+1}(p)|^2 > |h(p)_{MAX}|^2$ のとき、該補正された歪補償係数 $h_{n+1}(p) = h_{n+1}(p)/m$ を歪補償係数記憶部 22 に記憶し、 $|h_{n+1}(p)|^2 < |h(p)_{MAX}|^2$ のとき歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を補正せず、そのまま歪補償係数記憶部 22 に記憶する。この結果、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ で歪補償された信号 $x(t) * h_{n+1}(p)/m$ は等包絡線円 ECIR の内側に収まり、DA 変換器で振幅歪、位相歪は生じない。

【0029】

(f) 歪補償係数の補正演算が不要な構成

予め、 $|x(t)|^2$ 、 $h_{n+1}(p)$ の組み合わせに対応させて歪補償係数の補正值を記憶しておけば、歪補償係数の補正演算、歪補償信号のパワー P_a と上限パワー P_{max} の比較などの処理が不要になる。そこで、(1) 歪補償係数演算部で演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を用いて

10

20

30

40

50

送信信号 $x(t)$ に歪補償処理を施した時の送信信号のパワー P_a が上限パワー P_{max} より小さくなるように歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を補正し、(2) 該補正された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $|x(t)|^2$, $h_{n+1}(p)$ の組み合わせに対応させてテーブル化する。又、(3) 歪補償された送信信号のパワー P_a が上限パワー P_{max} より小さいときは、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ をそのまま $|x(t)|^2$, $h_{n+1}(p)$ の組み合わせに対応させてテーブル化する。

【0030】

かかる状態において、歪補償係数演算部 27 で歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が演算されると、歪補償係数更新部 28 は該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ 、送信信号 $x(t)$ のパワー $|x(t)|^2$ の組み合わせに応じた歪補償係数の補正値をテーブルより求めて歪補償係数記憶部 22 に記憶する。以後、プリディストーション部 23 は次の送信信号 $x(t)$ に対する歪補償処理に際して、

10

記憶部 22 より補正済みの歪補償係数を読み出し歪補償処理して出力する。以上では記憶部 22 へ書き込む前にテーブルを用いて歪補償係数を補正する例であるが、記憶部 22 より読み出し、該テーブルを用いて補正するように構成することもできる。すなわち、歪補償係数演算部 27 で歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が演算された時、歪補償係数更新部 28 は該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ をそのまま歪補償係数記憶部 22 に記憶する。そして、送信信号 $x(t)$ に対する歪補償処理に際して記憶部 22 より歪補償係数 $h_n(p)$ が読み出された時、プリディストーション部 23 は該歪補償係数 $h_n(p)$ 、送信信号 $x(t)$ のパワー $|x(t)|^2$ の組み合わせに応じた歪補償係数の補正値をテーブルより求めて歪補償処理して出力する。

【0031】

20

(g) フィードバック信号の振幅制御による振幅制限
歪補償後の信号振幅の制限オーバが検知されたとき、増幅器出力からのフィードバック信号の振幅を大きくする。制限オーバ時にフィードバック信号の振幅を大きくすることにより、送信信号とフィードバック信号の差が小さくなり、歪補償係数が減少し、以後歪補償後の信号振幅の制限オーバを防止できる。

又、送信信号の振幅あるいは電力とゲインの対応をテーブル化しておき、実際の送信信号の振幅あるいは電力に応じたゲインをテーブルより求め、該ゲインに基づいてフィードバック信号の振幅を制御する。このようにすれば、歪補償後の信号振幅が制限値をオーバしているか検知することなく、歪補償後の信号振幅の制限オーバを防止できる。

【0032】

30

(B) 送信信号に歪補償係数を乗算して歪補償信号を出力する歪補償装置の実施例

(a) 第1実施例

図3は送信信号に歪補償係数を乗算して歪補償信号を出力する歪補償装置に適用した本発明の第1実施例であり、図1と同一部分には同一符号を付しており、32~37はタイミング合わせ用の遅延回路である。

歪補償係数演算部 27 は図34の従来例と同様にLMSアルゴリズムにより歪補償係数 $h_{n+1}(n)$ を演算するもので、共役複素信号出力部 27a、歪補償処理前の送信信号 $x(t)$ と帰還復調信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ を出力する減算器 27b、誤差 $e(t)$ と $u^*(t)$ の乗算を行う乗算器 27c、 $h_n(p)$ と $y^*(t)$ の乗算を行う乗算器 27d、ステップサイズパラメータ μ を乗算する乗算器 27e、 $h_n(p)$ と $\mu e(t) u^*(t)$ を加算する加算器 27f を備えている。

40

【0033】

歪補償係数更新部 28 は、歪補償係数記憶部 22 に記憶されている歪補償係数を更新するものでセクタ 28a を備えている。セクタ 28a は歪補償信号のパワー $P_a (= |x(t)|^2 * h_{n+1}(p)^2)$ が、DA変換器 24 のダイナミックレンジに応じて予め設定されている上限パワー P_{max} より大きいとき歪補償係数 $X (= h_{n+1}(p)/m)$ を歪補償係数記憶部 22 に記憶し、小さいとき補正しない歪補償係数 $Y (= h_{n+1}(p))$ を歪補償係数記憶部 22 に記憶する。

比較部 29 は、歪補償信号のパワー $P_a (= |x(t)|^2 * h_{n+1}(p)^2)$ と設定されている上限パワー P_{max} の大きさを比較するもので、パワー演算部 29a と比較器 29b を備えている。パワー演算部 29a は、歪補償係数演算部 27 で得られた歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を用いた歪補

50

償処理によりプリディストーション 23 から出力される歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ のパワー P_a を計算し、比較器 29 b は該パワー $P_a (= |x(t) * h_{n+1}(p)|^2)$ と上限パワー P_{max} の大小を比較し、比較結果をセクタ 28 a に入力する。尚、* は複素乗算を意味する。

【0034】

歪補償係数補正部 30 は、送信信号のパワー $P_a (= |x(t) * h_{n+1}(p)|^2)$ が上限パワー P_{max} より大きいとき、上限パワー以下となるように歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $1/m$ に補正するもので、 m 値制御部 30 a と補正值演算部 30 b を有している。 m は係数減衰比で、 m^2 は歪補償信号のパワー $|x(t) * h_{n+1}(p)|^2$ と上限パワー P_{max} の比である。従って、次式

$$m^2 = |x(t) * h_{n+1}(p)|^2 / P_{max}$$

の関係があり、 m は

$$m = \{ |x(t) * h_{n+1}(p)|^2 / P_{max} \}^{1/2} \quad (1)$$

より求まる。 m 値制御部 30 a は(1)式の演算を行って係数減衰比 m を演算し、補正值演算部 30 b は次式

$$X = h_{n+1}(p) / m \quad (2)$$

により歪補償係数の補正值 X を演算して出力する。

【0035】

遅延回路 32 は、セクタ 28 a より歪補償係数が出力されるタイミングにおいて書き込みアドレス (Write adr) が発生するようにパワー演算部 31 の出力信号を遅延する。遅延回路 33 は歪補償前の送信信号 $x(t)$ と帰還信号 $y(t)$ のタイミングを合わせるもので、送信信号を帰還信号が減算部 27 b に到達するまで遅延する。遅延回路 34 は加算器 27 f の入力信号のタイミングを合わせるもので、歪補償係数記憶部 22 から出力する歪補償係数 $h_n(p)$ を乗算器 27 e から $\mu e(t) u^*(t)$ が出力するまで遅延する。遅延回路 35 はプリディストーション部 23 の入力信号のタイミングを合わせるもので、歪補償係数記憶部 22 から歪補償係数が読み出されてプリディストーション部に入力するまでの時間、送信信号 $x(t)$ を遅延する。遅延回路 36 は、パワー演算部 29 a の入力信号のタイミングを合わせるもので、歪補償係数演算部 27 より歪補償係数 h_{n+1} が出力するまでの時間、送信信号 $x(t)$ を遅延する。遅延回路 37 はセクタ入力 X, Y の出力タイミングを合わせるもので、補正值 X が発生するまで歪補償係数 h_{n+1} の出力タイミングを遅延する。

【0036】

比較部 29 は歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が求まった時、該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を用いた歪補償処理によりプリディストーション部 23 より出力されるであろう歪補償信号のパワー $|x(t) * h_{n+1}(p)|^2$ と DA 変換器 24 の上限パワー P_{max} を比較する。又、歪補償係数補正部 30 は、パワー $|x(t) * h_{n+1}(p)|^2$ が上限パワー P_{max} 以下となるように歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $1/m$ に補正する。歪補償係数更新部 28 は、歪補償信号のパワーが上限パワー P_{max} より大きいとき、歪補償係数の補正值 $X (= h_{n+1}(p) / m)$ を歪補償係数記憶部 22 に記憶し、小さいとき補正しない歪補償係数 $Y (= h_{n+1}(p))$ を歪補償係数記憶部 22 に記憶する。以後、プリディストーション部 23 は次の送信信号 $x(t)$ に対する歪補償処理に際して、記憶部 22 より補正済みの歪補償係数を読み出し、歪補償処理して出力する。この際、歪補償信号は等包絡線円 ECIR (図 2) の内側に収まり、DA 変換器で振幅歪、位相歪は生じない。

【0037】

(b) 第 2 実施例

図 4 は送信信号に歪補償係数を乗算して歪補償信号を出力する歪補償装置に適用した本発明の第 2 実施例であり、図 3 と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、比較器 29 の構成であり、テーブル 29 c、演算部 29 d、比較器 29 e を有している。テーブル 29 c は、送信信号 $x(t)$ のパワー $|x(t)|^2$ に応じた最大歪補償係数 $h(p)_{MAX}$ の二乗値 $|h(p)_{MAX}|^2$ を記憶し、演算部 29 d は歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ の二乗値 $|h_{n+1}(p)|^2$ を演算し、比較器 29 e は $|h(p)_{MAX}|^2$ と $|h_{n+1}(p)|^2$ の大小を比較する。

【0038】

DA 変換器の許容上限パワーを P_{max} 、送信信号 $x(t)$ に対する最大歪補償係数を $h(p)_{MAX}$ と

10

20

30

40

50

すれば次式

$$P_{\max} = |x(t) * h(p)_{\max}|^2 \quad (3)$$

の関係が成り立つ。P_{max}は一定であるから、送信信号x(t)と最大歪補償係数h(p)_{MAX}は1:1の関係があり、送信信号x(t)が決まれば最大歪補償係数h(p)_{MAX}が一意に定まる。従って、第1実施例におけるP_{max}(=|x(t)*h(p)_{MAX}|²)と歪補償信号のパワーPa(=|x(t)*h_{n+1}(p)|²)の大小関係は、|h(p)_{MAX}|²と|h_{n+1}(p)|²の大小関係と一致する。そこで、比較器29eは|h(p)_{MAX}|²と|h_{n+1}(p)|²の大小を比較する。又、歪補償係数補正部30は、(1)、(2)式に従って|h_{n+1}(p)|²が|h(p)_{MAX}|²以下となるように歪補償係数h_{n+1}(p)を1/mに補正する。歪補償係数更新部28は、|h_{n+1}(p)|²>|h(p)_{MAX}|²のとき、補正された歪補償係数X(=h_{n+1}(p)/m)を歪補償係数記憶部22に記憶し、|h_{n+1}(p)|²<|h(p)_{MAX}|²のとき補正しない歪補償係数Y(=h_{n+1}(p))を歪補償係数記憶部22に記憶する。以後、プリディストーション部23は次の送信信号x(t)に対する歪補償処理に際して、記憶部22より補正済みの歪補償係数を読み出し、歪補償処理して出力する。この際、歪補償信号は等包絡線円ECIR(図2)の内側に収まり、DA変換器で振幅歪、位相歪は生じない。

【0039】

(c) 第3実施例

図5は送信信号に歪補償係数を乗算して歪補償信号を出力する歪補償装置に適用した本発明の第3実施例で、図3と同一部分には同一符号を付している。異なる点は

(1) 予め、|x(t)|², h_{n+1}(p)の組み合わせに対応させて歪補償係数h_{n+1}(n)の補正值h_{n+1}(p)を歪補償値リミッタテーブル41に記憶する点、

(2) 所望の歪補償係数の補正值をテーブル41より読み出して歪補償係数記憶部22に記憶する点、

(3) 比較部29、歪補償係数補正部30を削除した点である。

歪補償値リミッタテーブル41の作成は以下に従って行う。すなわち、歪補償係数h_{n+1}(p)を用いて送信信号x(t)に歪補償処理を施した時の歪補償信号のパワー|x(t)*h_{n+1}(p)|²が上限パワーP_{max}より小さくなるように該歪補償係数h_{n+1}(p)を1/mに補正する。しかる後、補正值h_{n+1}(p)(=h_{n+1}(p)/m)を|x(t)|², h_{n+1}(p)の組み合わせに対応させてテーブル化する。この場合、|x(t)*h_{n+1}(p)|²が上限パワーP_{max}より小さければ、歪補償係数h_{n+1}(p)を補正せずそのまま|x(t)|², h_{n+1}(p)の組み合わせに対応させてテーブル化する。

【0040】

歪補償処理において、歪補償係数演算部27で歪補償係数h_{n+1}(p)が演算されると、歪補償係数更新部28は該歪補償係数h_{n+1}(p)、送信信号x(t)のパワー|x(t)|²の組み合わせに応じた歪補償係数の補正值h_{n+1}(p)をテーブル41より求めて歪補償係数記憶部22に記憶する。以後、プリディストーション部23は次の送信信号x(t)に対する歪補償処理に際して、記憶部22より補正済みの歪補償係数を読み出し歪補償処理して出力する。

以上のようにすれば、比較演算、補正值演算が不要となり、高速に歪補償係数の補正值を得ることができ、しかも、構成がシンプルになる。

【0041】

(d) 第4実施例

図6は送信信号に歪補償係数を乗算して歪補償信号を出力する歪補償装置に適用した本発明の第4実施例で、図5と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、テーブル41の位置であり、第3実施例では歪補償係数記憶部22の前段にテーブル41を設けているが、第4実施例では歪補償係数記憶部22の後段にテーブル41を設けている。すなわち、第4実施例では記憶部22より歪補償係数を読み出した後にテーブル41を用いて歪補償係数を補正する。

歪補償処理において、歪補償係数演算部27で歪補償係数h_{n+1}(p)が演算されると、歪補償係数更新部28は該歪補償係数h_{n+1}(p)をそのまま歪補償係数記憶部22に記憶する。

10

20

30

40

50

そして、次の送信信号 $x(t)$ の歪補償処理に際して記憶部 22 より歪補償係数 $h_n(p)$ が読み出されると、プリディストーション部 23 は該歪補償係数 $h_n(p)$ 、 $|x(t)|^2$ の組み合わせに応じた補正済みの歪補償係数 $h_n(p)$ をテーブル 41 より求めて歪補償処理して出力する。

【0042】

(e) 第5実施例

図7は歪補償係数の補正演算を簡単にする実施例であり、図3の第1実施例と同一部分には同一符号を付している。第1実施例では、歪補償係数の補正演算において割算が必要となりハードウェア規模が大きくなる。第5実施例では割算をビットシフトで実現する。尚、第5実施例では、歪補償信号のパワー $|x(t) * h_{n+1}(p)|^2$ が上限パワー P_{max} より大きいとき、次式

$$[h_n(p) + h_{n+1}(p)] - [h_n(p) + h_{n+1}(p)] / r \quad (h_n(p))^2 \quad (4)$$

$$[h_{n+1}(p) - h_{n+1}(p) / r]^2 \quad (h_n(p))^2 \quad (4)$$

が成立するように歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $[h_{n+1}(p) - h_{n+1}(p) / r]$ に補正する。上式において、 $h_{n+1}(p)$ は乗算器 27e の出力である。(4) 式が満たされるように r を決定し、補正值 $h_{n+1}(p)$ を次式

$$h_{n+1}(p) = [h_{n+1}(p) - h_{n+1}(p) / r] \quad (5)$$

とすれば、 $h_n(p)$ はDA変換器リミット以下であるから、補正值 $h_{n+1}(p)$ も確実にリミット値以下なる。

【0043】

(4)式を変形すると

$$[h_n(p) + \{h_{n+1}(p) - (h_n(p) + h_{n+1}(p)) / r\}]^2 \quad (h_n(p))^2 \quad (4)$$

となり、

$$h_{n+1}(p) - (h_n(p) + h_{n+1}(p)) / r = 0 \quad (6)$$

であれば、必ず(4)式が成立する。従って、(6)式より次式

$$r \{h_n(p) + h_{n+1}(p)\} / h_{n+1}(p) = h_{n+1}(p) / h_{n+1}(p) \quad (6)$$

を満足するように r を定め、(5)式により歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を補正すればよい。しかし、(6)式では割算が含まれる。そこで、

$$2^H \quad h_{n+1}(p)$$

を満足する最大の整数 H を求め、 $h_{n+1}(p)$ を H 回シフトすることにより r を求める。この場合、(5)式において割算が含まれる。そこで、次式

$$r = 2^R \quad (7)$$

を満足する最小の整数値 R を求めれば、(5)式の右辺は分子である歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を R 回シフトすることにより簡単に求めることができる。

【0044】

歪補償係数補正部 30において、 R 値制御部 30c は(7)式を満足する最小の整数値 R を求めて出力し、演算部 30d はシフトと減算により補正值

$$h_{n+1}(p) = [h_{n+1}(p) - h_{n+1}(p) / r]$$

を演算してセレクタ 28a に入力する。セレクタ 28a は、歪補償信号のパワー P_a が上限パワー P_{max} より大きいとき、補正值 $X (= [h_{n+1}(p) - h_{n+1}(p) / r])$ を歪補償係数記憶部 22 に記憶し、小さいとき補正しない歪補償係数 $Y (= h_{n+1}(p))$ を歪補償係数記憶部 22 に記憶する。

【0045】

(f) 第6実施例

図8は歪補償係数の補正演算を簡単にする実施例であり、図4の第2実施例と同一部分には同一符号を付している。第2実施例では、歪補償係数の補正演算において割算が必要となりハードウェア規模が大きくなる。第6実施例では割算をビットシフトで実現するもので、歪補償係数補正部 30の構成は第2実施例と異なるが、図7の構成とまったく同じである。

【0046】

10

20

30

40

50

(g) 第7実施例

第1～第6実施例はシングルキャリアの送信装置に適用した例であるが、マルチキャリアの送信装置にも適用できる。図9は複数の送信信号をマルチキャリア信号を用いて送信する場合の送信装置の構成図であり、4つの周波数を多重して送信する場合の例を示している。デジタルの各送信信号 $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, $x_4(t)$ は周波数シフト部 51～54 で $\exp(j\omega_1 t)$, $\exp(j\omega_2 t)$, $\exp(j\omega_3 t)$, $\exp(j\omega_4 t)$ ($\omega_n = 2\pi f_n$) を乗算されて周波数 f_1, f_2, f_3, f_4 に周波数シフトを施された後、合成部 55 で周波数多重される。このデジタル周波数多重信号はシングルキャリアの送信信号に対応し、以後、シングルキャリアの場合と同様の歪補償処理が行われる。

【0047】

図10は第1、第2、第5、第6実施例の歪補償装置を図9のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第7実施例であり、同一部分には同一符号を付している。

図11は図5の第3実施例の歪補償装置を図9のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第8実施例であり、図5、図9と同一部分には同一符号を付している。

図12は図6の第4実施例の歪補償装置を図9のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第9実施例であり、図6、図9と同一部分には同一符号を付している。

【0048】

(C) 主信号に誤差信号を合成して歪デバイスに入力する歪補償装置

以上では、送信信号に歪補償係数を乗算して歪補償信号を発生して送信電力増幅器に入力する歪補償装置に適用した例であるが、主信号(送信信号)と該送信信号に付加する歪成分(誤差信号)のそれぞれを独立にDA変換した後、合成して送信電力増幅器に入力する歪補償装置にも適用できる。尚、後者の歪補償装置によれば、誤差信号の振幅が小さいため、誤差信号のみを出力するDA変換器のビット精度を低くでき、又、送信信号のみを出力するDA変換器にも大きなダイナミックレンジが不要であり、該DA変換器のビット精度を低くできる利点がある。

【0049】

(a) 第1実施例

図13はアナログの送信信号と誤差信号を合成する歪補償装置の第1実施例の構成図であり、これまでの実施例と同一部分には同一符号を付している。

図中、21は関数 $f(p)$ の非線形歪を発生するデバイス(送信電力増幅器)、22は送信電力増幅器の歪を補正する歪補償係数 $h(p)$ を送信信号 $x(t)$ のパワー $p (= |x(t)|^2)$ に対応させて記憶する歪補償係数記憶部、25は送信電力増幅器の出力信号 $y(t)$ を帰還する帰還系、26はフィードバック信号をデジタルに変換するAD変換器、27は歪補償前の送信信号 $x(t)$ とフィードバック信号に基づいて歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を演算する歪補償係数演算部、28はセレクタ 28a を備え、演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ あるいは補正された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を送信信号パワー $|x(t)|^2$ に対応させて記憶部 22 に記憶する歪補償係数更新部、29は歪補償係数演算部で演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ の二乗値 $|h_{n+1}(p)|^2$ と最大歪補償係数の二乗値 $|h(n)_{MAX}|^2$ の大小を比較する比較部、30は歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $1/m$ して補正值 $h_{n+1}(p) (= h_{n+1}(p)/m)$ を出力する歪補償係数補正部、31は歪補償係数記憶部 22 の読み出しアドレス/書き込みアドレスを発生する送信信号のパワー演算部、32～39はタイミング合わせ用の遅延回路である。

【0050】

又、61は誤差信号発生部であり、送信信号のパワー $|x(t)|^2$ に応じた歪補償係数 $h_n(p)$ を記憶部 22 から読み出し、該歪補償係数 $h_n(p)$ を送信信号 $x(t)$ に複素乗算する乗算器 61a、乗算器の出力信号 $x(t) * h_n(p)$ と送信信号 $x(t)$ との差である誤差信号 $E(t)$ を出力する減算器 61b を有している。62はデジタルの誤差信号 $E(t)$ をアナログに変換するDA変換器、63は送信信号(主信号) $x(t)$ をアナログに変換するDA変換器、64はアナログの送信信号 $x(t)$ アナログの誤差信号 $E(t)$ を合成して出力する合成部である。

【0051】

DA変換器 62は歪信号(誤差信号) $E(t)$ のみをDA変換する構成になっており、歪補償係

10

20

30

40

50

数の上限値は送信信号 $x(t)$ によらずにある値 $h(p)_{MAX}$ に固定である。従って、送信信号のパワーに応じた歪補償係数 $h_n(p)$ が DA 変換器リミット LH_S (図 1 4 参照) に接する半径 $h(p)_{MAX}$ の円内にあれば、歪補償係数 $h_n(p)$ がどのような位相であろうとも DA 変換器リミット LH_S を超えることはなく、DA 変換器 2 4 において振幅、位相がひずむことはない。しかし、歪み関数 $f(p)$ の作用で送信電力増幅器 2 1 の出力振幅が大きくなると、歪補償前の送信信号 $x(t)$ とフィードバック信号の差が大きくなり、歪補償係数演算部 2 7 から出力する歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が大きくなり、最大歪補償係数 $h(p)_{MAX}$ より大きくなる。かかる場合、該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を補正せずそのまま歪補償係数記憶部 2 2 に記憶すると、いつか該歪補償係数が読み出されることになり、その際、歪補償係数 $h_n(p)$ が DA 変換器リミット LH_S を越え、DA 変換器 6 2 において振幅歪、位相歪が発生する。

10

【 0 0 5 2 】

そこで、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が演算されて記憶部に記憶する前に、該歪補償係数の二乗 $|h_{n+1}(p)|^2$ と上限歪補償係数の二乗 $|h(p)_{MAX}|^2$ の大きさを比較し、 $|h_{n+1}(p)|^2 > |h(p)_{MAX}|^2$ であれば歪補償係数の大きさをその位相を維持したまま $1/m$ に補正する。このようにすれば、DA 変換器入力が振幅制限されることになり、DA 変換器リミット LH_S を越えることがなくなり、DA 変換器において振幅歪、位相歪が発生しない。しかも、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ の位相を保持したままその大きさを小さくするものであるため位相追従が可能になる。尚、二乗している理由は歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が複素数であるためである。

【 0 0 5 3 】

以上より、比較部 2 9 は歪補償係数演算部 2 7 で演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ の二乗値 $|h_{n+1}(p)|^2$ と最大歪補償係数の二乗値 $|h(n)_{MAX}|^2$ の大きさを比較し、歪補償係数更新部 2 8 は、 $|h_{n+1}(p)|^2$ が $|h(p)_{MAX}|^2$ より小さければ演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を補正することなくそのまま記憶部 2 2 に記憶し、 $|h_{n+1}(p)|^2$ が $|h(p)_{MAX}|^2$ より大きければ歪補償係数の補正值 $h_{n+1}(p)$ を記憶部 2 2 に記憶する。

20

以後、次の送信信号 $x(t)$ に対する歪補償処理に際して、記憶部 2 2 より補償済みの歪補償係数 $h_n(p)$ を読み出して誤差信号 $E(t)$ を出力し、合成部 6 4 は DA 変換器 6 2、6 3 でそれぞれ独立に DA 変換されたアナログの主信号(送信信号)と誤差信号を合成して送信電力増幅器に入力する。この際、歪補償係数 $h_n(p)$ は最大歪補償係数 $h(p)_{MAX}$ より小さいため DA 変換器 6 2 で振幅歪、位相歪は生じない。

【 0 0 5 4 】

(b) 第 2 実施例

図 1 5 は独立に DA 変換されたアナログの送信信号と誤差信号を合成に送信電力増幅器に入力する歪補償装置の第 2 実施例の構成図であり、図 1 3 の第 1 実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点は比較部 2 9 及び歪補償係数補正部 3 0 の構成を明示した点である。

比較部 2 9 は最大歪補償係数の二乗値 $|h(n)_{MAX}|^2$ を保持する記憶部 2 9 g、歪補償係数の二乗値 $|h_{n+1}(p)|^2$ を演算する演算部 2 9 h、 $|h_{n+1}(p)|^2$ と $|h(p)_{MAX}|^2$ の大きさを比較する比較部 2 9 i を備えている。歪補償係数補正部 3 0 は歪補償係数の二乗値 $|h_{n+1}(p)|^2$ が最大歪補償係数の二乗値 $|h(n)_{MAX}|^2$ より小さくなるように歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $1/m$ に補正するもので、 m 値制御部 3 0 e と補正值演算部 3 0 f を有している。 m は係数減衰比で、次式

$$m^2 = |h_{n+1}(p)|^2 / |h(p)_{MAX}|^2$$

の関係があり、 m は

$$m = |h_{n+1}(p)| / |h(p)_{MAX}| \quad (8)$$

より求まる。 m 値制御部 3 0 a は(8)式の演算を行って係数減衰比 m を演算し、補正值演算部 3 0 b は次式

$$X = h_{n+1}(p) / m$$

により歪補償係数の補正值 X を演算して出力する。

【 0 0 5 5 】

比較部 2 9 は歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が求まった時、 $|h_{n+1}(p)|^2$ と $|h(p)_{MAX}|^2$ の大きさを比較

50

する。又、歪補償係数補正部 30 は、歪補償係数の二乗値 $|h_{n+1}(p)|^2$ が最大歪補償係数の二乗値 $|h(n)_{MAX}|^2$ より小さくなるように歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $1/m$ に補正する。歪補償係数更新部 28 は、 $|h_{n+1}(p)|^2$ が $|h(p)_{MAX}|^2$ より小さければ演算された歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を補正することなくそのまま記憶部 22 に記憶し、 $|h_{n+1}(p)|^2$ が $|h(p)_{MAX}|^2$ より大きければ歪補償係数の補正值 $h_{n+1}(p)$ を記憶部 22 に記憶する。

以後、次の送信信号 $x(t)$ に対する歪補償処理に際して、記憶部 22 より補正済みの歪補償係数 $h_n(p)$ を読み出して誤差信号 $E(t)$ を出力し、合成部 64 は DA 変換器 62, 63 でそれぞれ独立して DA 変換された送信信号と誤差信号を合成して送信電力増幅器に入力する。この際、歪補償係数 $h_n(p)$ は最大歪補償係数 $h(p)_{MAX}$ より小さいため DA 変換器 62 で振幅歪、位相歪は生じない。

10

【0056】

(c) 第3実施例

図 16 は独立に DA 変換されたアナログの送信信号と誤差信号を合成して送信電力増幅器に入力する歪補償装置の第 3 実施例の構成図であり、図 13 の第 1 実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点は

- (1) 予め $h_{n+1}(p)$ に対応させて歪補償係数の補正值 $h_{n+1}(p)$ を歪補償値リミッタテーブル 41 に記憶する点、
- (2) 所望の歪補償係数の補正值 $h_{n+1}(p)$ をテーブル 41 より読み出して歪補償係数記憶部 22 に記憶する点、
- (3) 比較部 29、歪補償係数補正部 30 を削除した点、
- (4) 遅延回路を省略した点である。

20

歪補償値リミッタテーブル 41 の作成は以下に従って行う。すなわち、歪補償係数の二乗値 $|h_{n+1}(p)|^2$ が最大歪補償係数の二乗値 $|h(n)_{MAX}|^2$ より小さくなるように該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を $1/m$ に補正し、該補正值 $h_{n+1}(p)$ ($= h_{n+1}(p)/m$) を $h_{n+1}(p)$ に対応させてテーブル化する。この場合、 $|h_{n+1}(p)|^2$ が $|h(n)_{MAX}|^2$ より小さければ、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を補正せずそのまま $h_{n+1}(p)$ に対応させてテーブル化する。

【0057】

歪補償処理において、歪補償係数演算部 27 で歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が演算されると、歪補償係数更新部 28 は該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ に応じた歪補償係数の補正值 $h_{n+1}(p)$ をテーブル 41 より求めて歪補償係数記憶部 22 に記憶する。

30

以後、次の送信信号 $x(t)$ に対する歪補償処理に際して、記憶部 22 より補正済みの歪補償係数 $h_n(p)$ を読み出して誤差信号 $E(t)$ を出力し、合成部 64 は DA 変換器 62, 63 でそれぞれ独立に DA 変換された送信信号と誤差信号を合成して送信電力増幅器 21 に入力する。この際、歪補償係数 $h_n(p)$ は最大歪補償係数 $h(p)_{MAX}$ より小さいため DA 変換器 62 で振幅歪、位相歪は生じない。

【0058】

(d) 第4実施例

図 17 は独立に DA 変換されたアナログの送信信号と誤差信号を合成して送信電力増幅器に入力する歪補償装置の第 4 実施例の構成図であり、図 16 と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、テーブル 41 の位置であり、第 3 実施例では歪補償係数記憶部 22 の前段にテーブル 41 を設けているが、第 4 実施例では歪補償係数記憶部 22 の後段にテーブル 41 を設けている。すなわち、第 4 実施例では記憶部 22 より歪補償係数を読み出した後にテーブル 41 を用いて歪補償係数を補正する。

40

歪補償処理において、歪補償係数演算部 27 で歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が演算されると、歪補償係数更新部 28 は該歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ をそのまま歪補償係数記憶部 22 に記憶する。そして、次の、送信信号 $x(t)$ の歪補償処理に際して記憶部 22 より歪補償係数 $h_n(p)$ が読み出されると、誤差信号発生部 61 は該歪補償係数 $h_n(p)$ に応じた補正歪補償係数 $h_n(p)$ をテーブル 41 より求めて誤差信号 $E(t)$ を出力し、合成部 64 は DA 変換器 62, 63 でそれぞれ独立に DA 変換された送信信号と誤差信号を合成して送信電力増幅器 21 に入力する。

50

【 0 0 5 9 】

(e) マルチキャリアの送信装置に適用した実施例

第 1 ~ 第 4 実施例はシングルキャリアの送信装置に適用した例であるが、マルチキャリアの送信装置にも適用できる。図 1 8 は複数の送信信号をマルチキャリア信号を用いて送信する場合の送信装置の構成図であり、4つの周波数を多重して送信する場合の例を示している。

各キャリアの送信信号 $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, $x_4(t)$ は、各々独立の D A 変換器 7 1₁ ~ 7 1₄ によりアナログ信号に変換され、フィルタ 7 2₁ ~ 7 2₄ を通過後、周波数変換部 7 3₁ ~ 7 3₄ で所望のキャリア周波数 f_1, f_2, f_3, f_4 に周波数変換され (図 1 9 の (a) 参照)、合成部 7 4 で周波数多重される。

得られた周波数多重信号 (主信号) S_M は合成部 6 4 において誤差信号発生部 6 1 から出力する誤差信号 $E(t)$ と合成されて送信電力増幅器 2 1 に入力される。送信電力増幅器 2 1 の出力の一部は周波数変換器 7 5 で周波数 $f_1 - f_0, f_2 - f_0, f_3 - f_0, f_4 - f_0$ の多重信号に周波数変換され、フィルタ 7 6 通過後に A D 変換器 2 6 で A D 変換されフィードバック信号 S_F として歪補償係数演算部 2 7 に入力する。

【 0 0 6 0 】

一方、送信信号 $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, $x_4(t)$ は周波数シフト部 7 7₁ ~ 7 7₄ で $\exp j(\omega_1 - \omega_0)t, \exp j(\omega_2 - \omega_0)t, \exp j(\omega_3 - \omega_0)t, \exp j(\omega_4 - \omega_0)t$ (ただし $\omega_n = 2\pi f_n$) を乗算されて周波数 $f_1 - f_0, f_2 - f_0, f_3 - f_0, f_4 - f_0$ に周波数シフトを施された後 (図 1 9 の (b) 参照)、合成部 7 8 で周波数多重され、歪補償装置に参照信号 S_R として入力する

歪補償装置は、参照信号 S_R とフィードバック信号 S_F を用いて電力増幅器 2 1 の非線形歪みに起因する誤差信号 E を計算して出力する。D A 変換器 6 2 は得られた誤差信号 E を D A 変換し、フィルタ 7 9 を介して周波数変換部 8 0 に入力する。周波数変換部 8 0 は誤差信号 E に周波数 f_0 の信号を乗算して、周波数 f_1, f_2, f_3, f_4 の誤差信号にアップコンバートする。合成部 6 4 は周波数 f_1, f_2, f_3, f_4 の主信号 (送信信号) S_M と周波数 f_1, f_2, f_3, f_4 の誤差信号 E を合成し、合成信号を送信電力増幅器 2 1 に入力する。これにより周波数多重信号 (主信号) にアンプの非線形歪みの逆特性を付加した信号が得られる。

【 0 0 6 1 】

図 2 0 は図 1 3 の第 1 実施例の歪補償装置を図 1 8 のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第 5 実施例であり、図 1 3 及び図 1 8 と同一部分には同一符号を付している。但し、7 0₁ ~ 7 0₃ はタイミング合わせ用の遅延回路である。

図 2 1 は図 1 5 の第 2 実施例の歪補償装置を図 1 8 のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第 5 実施例であり、図 1 5 及び図 1 8 と同一部分には同一符号を付している。

図 2 2 は図 1 6 の第 3 実施例の歪補償装置を図 1 8 のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第 7 実施例であり、図 1 6 及び図 1 8 と同一部分には同一符号を付している。

図 2 3 は図 1 7 の第 4 実施例の歪補償装置を図 1 8 のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第 8 実施例であり、図 1 7 及び図 1 8 と同一部分には同一符号を付している。

【 0 0 6 2 】

(f) 別のマルチキャリアの送信装置に適用した実施例

図 2 4 は複数の送信信号をマルチキャリア信号を用いて送信する別の送信装置の構成図であり、4つの周波数を多重して送信する場合の例を示している。

各キャリアの送信信号 $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, $x_4(t)$ は、周波数シフト部 9 1₁ ~ 9 1₄ で $\exp j\omega_1 t, \exp j\omega_2 t, \exp j\omega_3 t, \exp j\omega_4 t$ (ただし $\omega_n = 2\pi f_n$) を乗算されて周波数 f_1, f_2, f_3, f_4 に周波数シフトを施された後 (図 2 5 (a) 参照)、各々独立の D A 変換器 9 2₁ ~ 9 2₄ によりアナログ信号に変換され、合成部 9 3 で周波数多重される。周波数多重信号はローパスフィルタ 9 9 を通過後、周波数シフト部 1 0 0 で高周波数帯 $f_0 - f_1, f_0 - f_2, f_0 - f_3, f_0 - f_4$ にシフトされ (図 2 5 (b) 参照)、主信号 S_M となって合成部 6 4 に入力する。以後、周波数多重信号 (主信号) S_M は合成部 6 4 において誤差信号発生部 6 1 から出力する誤差信号 E と合成されて送信電力増幅器 2 1 に入力される。送信電力増

10

20

30

40

50

幅器 2 1 の出力の一部は周波数変換器 9 4 で周波数 f_1, f_2, f_3, f_4 の低周波数帯の多重信号に周波数変換され、フィルタ 9 5 通過後に A D 変換器 2 6 で A D 変換されフィードバック信号 S_F として歪補償係数演算部 2 7 に入力する。

【 0 0 6 3 】

又、周波数シフト部 9 1₁ ~ 9 1₄ の出力は合成部 9 6 で周波数合成された後、歪補償装置に参照信号 S_R として入力する。

歪補償装置は、参照信号 S_R とフィードバック信号 S_F を用いて電力増幅器 2 1 の非線形歪みに起因する誤差信号 E を計算して出力する。D A 変換器 6 2 は得られた誤差信号 E を D A 変換し、フィルタ 9 7 を介して周波数変換器 9 8 に入力する。周波数変換器 9 8 は周波数 f_1, f_2, f_3, f_4 の誤差信号 E に周波数 f_0 の高周波数信号を乗算して高周波数帯 $f_0 - f_1, f_0 - f_2, f_0 - f_3, f_0 - f_4$ にシフトする。合成部 6 4 は主信号 (送信信号) S_M と誤差信号 E を合成し、合成信号を送信電力増幅器 2 1 に入力する。これにより周波数多重信号 (主信号) にアンプの非線形歪みの逆特性を付加した信号が得られる。

【 0 0 6 4 】

図 2 6 は図 1 3 の第 1 実施例の歪補償装置を図 2 4 のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第 9 実施例であり、図 1 3 及び図 2 4 と同一部分には同一符号を付している。但し、9 0₁ ~ 9 0₃ はタイミング合わせ用の遅延回路である。

図 2 7 は図 1 5 の第 2 実施例の歪補償装置を図 2 4 のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第 1 0 実施例であり、図 1 6 及び図 2 4 と同一部分には同一符号を付している。

図 2 8 は図 1 6 の第 3 実施例の歪補償装置を図 2 4 のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第 1 1 実施例であり、図 1 7 及び図 2 4 と同一部分には同一符号を付している。

図 2 9 は図 1 7 の第 4 実施例の歪補償装置を図 2 4 のマルチキャリア送信装置に適用した場合の第 1 2 実施例であり、図 1 5 及び図 2 4 と同一部分には同一符号を付している。

【 0 0 6 5 】

(D) フィードバック信号の振幅制御機能を備えた歪補償装置

以上の実施例では歪補償係数を補正することにより歪補償処理後の送信信号が制限レベルを越えないように制御するものである。しかし、以下の実施例では送信電力増幅器からのフィードバック信号の振幅を制御して歪補償処理後の送信信号が制限レベルを越えないようにする。

【 0 0 6 6 】

(a) 第 1 実施例

図 3 0 は送信信号 $x(t)$ の振幅あるいは電力に基づいてフィードバック信号 $y(t)$ の振幅を制御する第 1 実施例の歪補償装置の構成図である。2 1 は関数 $f(p)$ の非線形歪を発生するデバイス (送信電力増幅器)、2 2 は送信電力増幅器の歪を補正する歪補償係数 $h(p)$ を送信信号 $x(t)$ のパワー $p (=|x(t)|^2)$ に対応させて記憶する歪補償係数記憶部、2 3 は送信信号 $x(t)$ のパワー p に応じた歪補償係数 $h_n(p)$ を記憶部 2 2 から読み出し、該歪補償係数 $h_n(p)$ を用いて送信信号 $x(t)$ に歪補償処理 ($=x(t) * h_n(p)$) を施すプリディストーション部、2 4 は歪補償処理を施されたデジタルの送信信号 $x(t) * h_n(p)$ をアナログ信号に変換する D A 変換器、2 5 は送信電力増幅器の出力信号 $y(t)$ を帰還する帰還系、2 6 は出力信号すなわちフィードバック信号 $y(t)$ をデジタルに変換する A D 変換器、2 7 は歪補償前の送信信号 $x(t)$ とフィードバック信号 $y(t)$ に基づいて歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を演算する歪補償係数演算部、3 1 は歪補償係数記憶部 2 2 の読み出しアドレス / 書き込みアドレスを発生する送信信号のパワー演算部、8 1 は歪補償前の送信信号 $x(t)$ の振幅あるいは電力 $|x(t)|^2$ に基づいてフィードバック信号 $y(t)$ の振幅を制御する振幅制御部である。

【 0 0 6 7 】

歪補償係数演算部 2 7 は図 3 に示す歪補償係数演算部と同一の構成を有しているが、歪補償前の送信信号 $x(t)$ とフィードバック信号の差分 $e(t)$ を演算する減算器 2 7 b のみ示し、その他は歪補償係数演算主要部 2 7 として示している。振幅制御部 8 1 は、送信信号 $x(t)$ の振幅あるいは電力とゲインの対応関係を保存し、送信信号 $x(t)$ に応じたゲイン G

10

20

30

40

50

を出力するゲイン設定部 8 1 a、フィードバック信号 $y(t)$ にゲイン G を乗算する乗算器 8 1 b を有している。

送信電力増幅器 2 1 の線形領域では、出力信号の振幅、位相がひずむことはない。しかし、送信電力増幅器 2 1 の非線形領域では、歪補償前の送信信号 $x(t)$ とフィードバック信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ が大きくなり、歪補償係数演算部 2 7 から出力する歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が大きくなる。この歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ はいつか読み出されてプリディストーション部 2 3 より歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ が出力する。このとき、歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ が DA 変換器リミットを越えると該 DA 変換器において振幅歪、位相歪が発生する。以上の傾向は送信信号が大きい程、大になる。従って何らの対策もしなければ電力増幅器の非線形領域において振幅歪、位相歪が発生する。

10

【 0 0 6 8 】

そこで、振幅制御部 8 1 は非線形領域において、歪補償前の送信信号 $x(t)$ に基づいてフィードバック信号 $y(t)$ の振幅を大きくしてこれらの差 $e(t)$ が大きくなるように制御する。このようにすれば、歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ が大きくなるのを防止でき、歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ が DA 変換器リミットを越えないようにでき、振幅歪や位相歪の発生を防止できる。

ところで、送信信号 $x(t)$ とフィードバック信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ は、送信電力増幅器の非線形の度合いが大きくなるに従って、すなわち、歪補償前の送信信号 $x(t)$ のレベルが大きくなるに従って、大きくなる。そこで、ゲイン設定部 8 1 a に、例えば図 3 1 (a) ~ (c) のいずれかに示すゲイン・振幅特性（あるいはゲイン・電力特性）を設定する。図 3 1 (a) は、送信電力増幅器 2 1 の線形領域においてゲイン G を 1 に固定し、非線形領域において送信信号振幅（あるいは電力）の一次関数に従ってゲインを増加する特性であり、図 3 1 (b) は非線形領域において送信信号振幅（あるいは電力）の二次関数に従ってゲインを増加する特性であり、図 3 1 (c) は非線形領域において送信信号振幅（あるいは電力）に従ってステップ状にゲインを増加する特性である。

20

【 0 0 6 9 】

以上より、歪補償前の送信信号 $x(t)$ が線形/非線形境界信号レベル X_B 以下ではゲイン $G = 1$ であるため、振幅制御部 8 1 はフィードバック信号 $y(t)$ のレベルを変化しない。しかし、歪補償前の送信信号 $x(t)$ が線形/非線形境界信号レベル X_B 以上になると、ゲイン G がゲイン設定部 8 1 a の設定関数に従って 1 より大きくなる。このため、振幅制御部 8 1 は、 $y(t) = G \cdot y(t) (G > 1)$ の信号を出力し、減算器 2 7 b から出力する差分 $e(t)$ が減少する。この結果、歪補償係数 $h_{n+1}(n)$ が大きくなるのを防止でき、歪補償信号 $x(t) * h_{n+1}(p)$ が DA 変換器リミットを越えないようにでき、振幅歪や位相歪の発生を抑えることができる。

30

以上では、非線形領域においてゲインを図 3 1 (a) ~ (c) に示す特性に従って制御する場合について説明したが、これらの特性に限らず任意の関数に従ってゲインを制御することができる。又、以上では、ゲイン G を瞬時に変化させる場合について説明したが、時間に対して指数関数的に設定値まで漸近変化させても良いし、あるいは、一次関数的に設定値まで変化させるようにしても良い。つまりは、電力増幅器の特性及び帰還系の特性を考慮し、ゲイン G の関数を選定し、又、ゲイン G の時間制御についても同様に決定する。

40

【 0 0 7 0 】

図 3 2、図 3 3 は本発明の第 1 実施例の第 1、第 2 の変形例であり、AD 変換する前にフィードバック信号 $y(t)$ の振幅をアナログ的に制御する例である。図 3 2 では、振幅制御部 8 1 を AD 変換器 2 6 の前段に設け、可変利得増幅器 (VGA: Variable Gain Amplifier) 8 1 c のゲイン G を送信信号 $x(t)$ のレベルに従って制御し、該可変利得増幅器でフィードバック信号 $y(t)$ を増幅して出力する。図 3 3 では、振幅制御部 8 1 を AD 変換器 2 6 の前段に設け、可変減衰器 (VATT: Variable ATTenater) 8 1 d の減衰量を送信信号 $x(t)$ のレベルに従って制御し、該可変減衰器でフィードバック信号 $y(t)$ を所定量減衰した後、一定ゲインのアンプ 8 1 e で増幅して出力する。

図 3 2、図 3 3 の変形例は以降の実施例にも適用できるものである。

50

【 0 0 7 1 】

(b) 第 2 実施例

図 3 4 はフィードバック信号 $y(t)$ の振幅を制御する第 2 実施例の歪補償装置の構成図であり、図 3 0 の第 1 実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、(1) 歪補償後の送信信号が DA 変換器リミット LM_L (図 2 参照) を越えたか否かを検出する DAC リミットオーバ検出部 8 2 を設けた点、(2) 歪補償後の送信信号が DA 変換器リミット LM_L を越えたときに、振幅制御部 8 1 がフィードバック信号 $y(t)$ の振幅を制御する点、(3) ゲイン設定部 8 1 a に送信信号 $x(t)$ のレベルに依存しない固定ゲイン G (> 1) が設定されている点である。

歪補償後の送信信号(歪補償信号) $x(t)$ が DA 変換器リミット LM_L を越えれば出力信号 $y(t)$ の振幅及び位相はひずむと共に、振幅が小さくなる。そこで、DAC リミットオーバ検出部 8 2 は歪補償後の送信信号が DA 変換器リミット LM_L を越えたかチェックし、越えれば、振幅制御部 8 1 は一定のゲイン G (> 1) をフィードバック信号 $y(t)$ に乗算する。この結果、減算器 2 7 b から出力する差分 $e(t)$ が減少して歪補償係数 $h_{n+1}(n)$ が大きくなるのを防止でき、歪補償信号が DA 変換器リミット LM_L を越えないようにでき、以後、振幅歪や位相歪の発生を抑えることができる。

【 0 0 7 2 】

(c) 第 3 実施例

図 3 5 は送信信号 $x(t)$ の振幅あるいは電力に基づいてフィードバック信号 $y(t)$ の振幅を制御する第 3 実施例の歪補償装置の構成図であり、第 2 実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、(1) ゲイン G を固定しない点、(2) ゲイン設定部 8 1 a に図 3 1 (a) ~ (c) のいずれかの特性が設定されたゲインテーブルを設けている点、(3) 振幅制御部 8 1 は歪補償信号 $x(t)$ が DA 変換器リミット LM_L を越えたとき、ゲイン G を送信信号 $x(t)$ のレベルに基づいて制御する点、である。

DAC リミットオーバ検出部 8 2 はプリディストーション部 2 3 から出力する歪補償信号 $x(t)$ が DAC リミット LM_L を越えたかチェックしている。歪補償信号 $x(t)$ が DA 変換器リミット範囲内の値であれば、振幅制御部 8 1 のゲイン設定部 8 1 a は $G = 1$ を出力し、フィードバック信号の振幅を変化しない。

【 0 0 7 3 】

しかし、歪補償信号 $x(t)$ が DA 変換器リミットを越えれば、DAC リミットオーバ検出部 8 2 は振幅制御部 8 1 にゲイン切替を指示する。これにより、ゲイン設定部 8 1 a はゲインテーブル(図示せず)より送信信号 $x(t)$ のレベルに応じたゲイン G (> 1) を読出して乗算器 8 1 b に入力する。乗算器 8 1 b はフィードバック信号 $y(t)$ にゲイン G (> 1) を乗算し、信号 $y(t)$ ($= G \cdot y(t)$) を出力する。この結果、減算器 2 7 b から出力する差分 $e(t)$ が減少し、歪補償係数 $h_{n+1}(n)$ は大きくなり、歪補償信号は DA 変換器リミットを越えなくなり、振幅歪や位相歪が発生しなくなる。

第 3 実施例によれば、送信信号 $x(t)$ のレベルに基づいてゲインを制御するため、ゲイン固定の第 2 実施例に比べて木目細かな振幅歪、位相歪の発生防止制御が可能になる。

【 0 0 7 4 】

(d) 第 4 実施例

図 3 6 は送信信号 $x(t)$ の振幅あるいは電力に基づいてフィードバック信号 $y(t)$ の振幅を制御する第 4 実施例の歪補償装置の構成図であり、第 3 実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、

(1) 歪補償前の送信信号 $x(t)$ の電力 $|x(t)|^2$ を k 倍 (k は一定値) する乗算器 8 3 が設けられている点、(2) 歪補償信号 $x(t)$ の電力 $|x(t)|^2$ を演算する演算部 8 4 が設けられている点、(3) k 倍の送信信号電力 $k \cdot |x(t)|^2$ と歪補償信号の電力 $|x(t)|^2$ の差を演算する演算部 8 5 が設けられている点、(4) 歪補償信号の電力 $|x(t)|^2$ が k 倍の送信信号電力 $k \cdot |x(t)|^2$ より大きいとき、フィードバック信号 $y(t)$ の振幅制御の開始を指示する差信号処理部 8 6 を設けている点、(5) 振幅制御部 8 1 は振幅制御開始指示によりフィードバック信号 $y(t)$ の振幅制御を行う点、である。尚、 k は歪補償係数記憶部 2

10

20

30

40

50

2 に記憶されている歪補償係数の平均値あるいは電力増幅器 2 1 の種類に応じた一定値である。

【 0 0 7 5 】

図 3 7 は第 4 実施例の歪補償装置の全体の処理フローである。DACリミットオーバ検出部 8 2 はプリディストーション部 2 3 から出力する歪補償信号 $x(t)$ が DACリミット LM_L を越えたかチェックしている (ステップ 1 0 1)。歪補償信号 $x(t)$ が DA変換器リミット範囲内の値であれば、振幅制御部 8 1 のゲイン設定部 8 1 a は $G = 1$ を出力し、フィードバック信号の振幅を変化しない。

しかし、歪補償信号 $x(t)$ が DA変換器リミットを越えれば、DACリミットオーバ検出部 8 2 は演算部 8 4 に歪補償信号の電力 $|x(t)|^2$ の演算を指示する。これにより、演算部 8 4 は歪補償信号の電力 $|x(t)|^2$ を演算する (ステップ 1 0 2)。又、パワー演算部 3 1 は送信信号の電力 $|x(t)|^2$ を演算し、乗算部 8 3 は $k \cdot |x(t)|^2$ を演算する (ステップ 1 0 3, 1 0 4)。ついで、演算部 8 5 は次式

$$d = |x(t)|^2 - k \cdot |x(t)|^2 \quad (1)$$

の演算を行い、演算結果 d を差信号処理部 8 6 に入力する。差信号処理部 8 6 は

$$d = |x(t)|^2 - k \cdot |x(t)|^2 > 0 \quad (2)$$

であるかチェックし (ステップ 1 0 5)、「YES」であればゲイン更新を振幅制御部 8 1 に指示する。これにより、振幅制御部 8 1 のゲイン設定部 8 1 a はゲインテーブルより送信信号 $x(t)$ のレベルに応じたゲイン $G (> 1)$ を読み出して乗算器 8 1 b に入力する (ステップ 1 0 6)。

【 0 0 7 6 】

以後、乗算器 8 1 b はフィードバック信号 $y(t)$ にゲイン $G (> 1)$ を乗算し、信号 $y(t)$ ($= G \cdot y(t)$) を出力する。この結果、減算器 2 7 b から出力する差分 $e(t)$ が減少し、歪補償係数 $h_{n+1}(n)$ は大きくなり、歪補償信号は DA変換器リミットを越えなくなり、振幅歪や位相歪が発生しなくなる。

以上の説明では、演算部 8 5 で送信信号と歪補償信号の電力差 d を演算し、該電力差に基づいてゲインを切り替えてフィードバック信号の振幅制御をしたが、送信信号と歪補償信号の振幅差に基づいてゲインを切り替えてフィードバック信号の振幅制御することもできる。

以上、第 4 実施例によれば、歪補償信号 $x(t)$ が DACリミットを越え、かつ送信信号 $x(t)$ と歪補償信号 $x(t)$ の差が大きくなったときにのみ、送信信号 $x(t)$ の振幅あるいは電力に基づいてゲイン G を制御する。このため、真に必要なときを見極めてゲインを制御し、不要な時にはゲイン制御をしないから、より木目細かな振幅歪、位相歪の抑制制御ができる。

【 0 0 7 7 】

図 3 8 は第 4 実施例の第 1 変形例であり、第 4 実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、(1) 式(2)が成立するとき ($d > 0$)、差信号処理部 8 6 は振幅制御部 8 1 にフィードバック信号の振幅制御の開始を指示すると共に、その差 d が閾値 D_{TH} を越えたとき、歪補償係数演算部 2 7 に歪補償係数演算停止を指示する点、(2) 歪補償係数演算部 2 7 は演算停止指示により歪補償係数の演算/更新を停止する点、である。 d が閾値 D_{TH} 以上に大きくなると、その時演算された歪補償係数の歪補償に対する効果が疑わしくなる。すなわち、歪補償係数の信頼度が弱くなる。そこで、該差 d が閾値 D_{TH} 以上に大きくなった時 $d < D_{TH}$ となるまで、歪補償係数の更新を行わず、以後それまでに得られている歪補償係数により歪補償信号を発生する。

【 0 0 7 8 】

さて、 k 倍の送信信号電力 $|x(t)|^2$ と歪補償信号電力 $|x(t)|^2$ の差である(1)式の d が 0 以下であれば ($d \leq 0$)、歪補償信号 $x(t)$ が DACリミットを越えていても、ゲイン設定部 8 1 a は $G = 1$ を乗算器 8 1 b に入力し、フィードバック信号 $y(t)$ の振幅を変化しない。しかし、歪補償信号 $x(t)$ が DACリミットを越え、かつ $d > 0$ になれば、ゲイン設定部 8 1 a は送信信号 $x(t)$ に応じたゲイン $G (> 1)$ をゲインテーブルより読み出して乗

10

20

30

40

50

算器 8 1 b に入力する。乗算器 8 1 b はフィードバック信号 $y(t)$ にゲイン $G (> 1)$ を乗算し、信号 $y(t)$ ($= G \cdot y(t)$) を出力する。この結果、減算器 2 7 b から出力する差分 $e(t)$ が減少し、歪補償係数 $h_{n+1}(n)$ は大きくなり、歪補償信号は DA 変換器リミットを越えなくなり、振幅歪や位相歪が発生しなくなる。

又、差 d が更に大きくなって閾値 D_{TH} 以上になると、差信号処理部 8 6 は歪補償係数演算停止を歪補償係数演算部 2 7 に指示する。これにより、歪補償係数演算部 2 7 は歪補償係数演算を停止し、歪補償係数の更新を行わない。以上のように、 k 倍の送信信号電力と歪補償信号電力の差 d が閾値 D_{TH} 以上に大きくなったとき、歪補償係数の更新を停止するようにしたから、歪補償係数内に効果が疑わしい値になるのを防止できる。

【 0 0 7 9 】

10

図 3 9 は第 4 実施例の第 2 変形例であり、第 4 実施例と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、

(1) 歪補償係数演算に使用するステップサイズパラメータ μ を発生する μ 発生部 2 7 g を設けている点、(2) 式(2)が成立するとき ($d > 0$)、差信号処理部 8 6 は振幅制御部 8 1 にフィードバック信号の振幅制御の開始を指示すると共にその差 d を μ 発生部 2 7 g に入力している点、(3) μ 発生部 2 7 g は差 d の値に基づいてステップサイズパラメータ μ を制御する点、である。

図 4 0 に示すように、所要 ACPR を満たすように歪みを補償し終わるまでの収束時間はステップサイズパラメータ μ の大きさに依存し、大きいほど収束時間は短くなる。ただし、 μ が大きいと目標値近傍での安定性は悪くなる。そこで、差 d の大きさに基づいて μ の値を制御し、リニアライザの収束の安定性を考慮しつつ収束時間を短縮する。例えば、差 d が閾値を超え、歪み補償制御系が発散するような状況であれば、 μ の値を大きくして発散を急速に防止する。このときゲイン G を一定としても良いし、 μ の値に対応するように動的に(例えば 1 次関数に従って)を制御しても良い。又、差 d が減少すればそれに応じて μ を減少して定常値に戻す。このようにすれば、減算器 2 7 b から出力する差分 $e(t)$ を短時間で小さくでき歪補償信号振幅が制限値を超えないよう制御することができる。

20

【 0 0 8 0 】

(e) 第 5 実施例

第 1 ~ 第 4 実施例はシングルキャリアの送信装置に適用した例であるが、マルチキャリアの送信装置にも適用できる。図 4 1 は複数の送信信号をマルチキャリア信号を用いて送信する場合の歪補償装置(マルチキャリアリニアライザ)の構成図であり、4 つの周波数を多重して送信する場合の例を示している。デジタルの各送信信号 $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, $x_4(t)$ は周波数シフト部 5 1 ~ 5 4 で $\exp(j\omega_1 t)$, $\exp(j\omega_2 t)$, $\exp(j\omega_3 t)$, $\exp(j\omega_4 t)$ ($\omega_n = 2\pi f_n$) を乗算されて周波数 f_1, f_2, f_3, f_4 に周波数シフトを施された後、合成部 5 5 で周波数多重される。このデジタル周波数多重信号はシングルキャリアの歪補償装置(図 3 0)における送信信号 $x(t)$ に対応し、以後、シングルキャリアの場合と同様の歪補償処理が行われる。図 4 2 はマルチキャリアリニアライザの効果説明図であり、実線は歪補償なしのスペクトラム特性、点線は歪補償ありのスペクトラム特性である。尚、図 4 1 は、第 1 実施例の歪補償装置をマルチキャリア送信が可能ないように構成した例であるが、同様に第 2 ~ 第 4 実施例の歪補償装置をマルチキャリア送信が可能ないように構成することができる。

30

40

【 0 0 8 1 】

(f) 第 6 実施例

以上の第 1 ~ 第 5 実施例では、送信信号 $x(t)$ に歪補償係数 $h_n(p)$ を乗算して歪補償信号 $x_c(t)$ を発生して送信電力増幅器 2 1 に入力する歪補償装置に適用した例であるが、主信号(送信信号) $x(t)$ と該送信信号に付加する歪成分(誤差信号) $E(t)$ のそれぞれを独立に DA 変換した後、合成して送信電力増幅器に入力する歪補償装置にも適用できる。

図 4 3 はアナログの送信信号と誤差信号 $E(t)$ を合成する歪補償装置の第 6 実施例の構成図であり、これまでの実施例と同一部分には同一符号を付している。

図中、2 1 は関数 $f(p)$ の非線形歪を発生するデバイス(送信電力増幅器)、2 2 は送信

50

電力増幅器の歪を補正する歪補償係数 $h(p)$ を送信信号 $x(t)$ のパワー $p (= |x(t)|^2)$ に対応させて記憶する歪補償係数記憶部、23は歪補償信号を出力するプリディストーション部、25は送信電力増幅器の出力信号 $y(t)$ を帰還する帰還系、26はフィードバック信号 $y(t)$ をデジタルに変換するAD変換器、27は歪補償前の送信信号 $x(t)$ とフィードバック信号 $y(t)$ に基づいて歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を演算する歪補償係数演算部、31は歪補償係数記憶部22の読み出しアドレス/書き込みアドレスを発生する送信信号のパワー演算部、81は歪補償前の送信信号 $x(t)$ の振幅あるいは電力に基づいてフィードバック信号 $y(t)$ の振幅を制御する振幅制御部である。以上の構成は図30の第1実施例と同様であり、各部は第1実施例と同様に動作する。

【0082】

プリディストーション部23において、61は誤差信号発生部であり、送信信号のパワー $|x(t)|^2$ に応じた歪補償係数 $h_n(p)$ を記憶部22から読み出し、該歪補償係数 $h_n(p)$ を送信信号 $x(t)$ に乗算する乗算器61a、乗算器の出力信号 $x(t) \cdot h_n(p)$ と送信信号 $x(t)$ との差である誤差信号 $E(t)$ を出力する減算器61bを有している。62はデジタルの誤差信号 $E(t)$ をアナログに変換するDA変換器、63は送信信号(主信号) $x(t)$ をアナログに変換するDA変換器、64はアナログの送信信号 $x(t)$ アナログの誤差信号 $E(t)$ を合成して出力する合成部である。

【0083】

送信信号 $x(t)$ に対する歪補償処理に際して、誤差信号発生部61は記憶部22より歪補償係数 $h_n(p)$ を読み出して誤差信号 $E(t)$ を出力し、合成部64はDA変換器62、63
20
でそれぞれ独立にDA変換されたアナログの主信号(送信信号)と誤差信号を合成して送信電力増幅器21に入力する。誤差信号の振幅は小さいため、誤差信号のみを出力するDA変換器62のビット精度を低くでき、又、送信信号のみを出力するDA変換器63に大きなダイナミックレンジが不要であり、該DA変換器のビット精度を低くできる。振幅制御部81は送信信号 $x(t)$ が線形/非線形境界信号レベル X_B (図31参照) 以下では、ゲイン $G=1$ としフィードバック信号 $y(t)$ のレベルを変化せず、そのまま歪補償係数演算部27に入力する。歪補償係数演算部27は送信信号 $x(t)$ とフィードバック信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ を演算し、該差 $e(t)$ に基づいて歪補償係数 $h_{n+1}(p)$ を演算して歪補償係数記憶部22に格納する。

一方、送信信号 $x(t)$ が線形/非線形境界信号レベル X_B 以上になると、振幅制御部81はゲ
30
イン G を送信信号 $x(t)$ に応じて制御し、 $G > 1$ にする。このため、送信信号 $x(t)$ が線形/非線形境界信号レベル X_B 以上になって、出力信号 $y(t)$ が小さくなり、差分 $e(t)$ が大きくなっても、直ちに振幅制御部81は $y(t) = G \cdot y(t)$ ($G > 1$) の信号を出力し、減算器27bから出力する差分 $e(t)$ を減少する。この結果、歪補償係数 $h_{n+1}(n)$ が大きくなるのを防止でき、歪補償信号がDA変換器リミットを越えないようにでき、振幅歪や位相歪の発生を抑えることができる。

【0084】

第6実施例はシングルキャリアの送信装置に適用した例であるが、マルチキャリアの送信装置にも適用できる。図44は複数の送信信号をマルチキャリア信号を用いて送信する送信装置の構成図であり、図43の第6実施例に図24のマルチキャリア構成を適用した例
40
で、同一部分には同一符号を付している。

図44において、デジタルの各送信信号 $x_1(t) \sim x_4(t)$ にキャリア間隔によって決まるデジタル周波数シフト演算を施して多重し、該周波数多重信号をデジタルの送信信号とする第1の周波数多重部96、前記各周波数シフト信号をDA変換器92₁ ~ 92₄ でアナログ信号に変換して多重し、該周波数多重信号をアナログの送信信号とする第2の周波数多重部93が設けられている。誤差信号発生部61は周波数多重されたデジタルの送信信号 S_R に基づいて誤差信号 E を発生し、DA変換器62は該誤差信号をアナログ信号に変換し、合成部64はDA変換器出力とアナログの送信信号 S_M を合成して送信電力増幅器21に入力する。

以上、本発明を実施例により説明したが、本発明は請求の範囲に記載した本発明の主旨に

10

20

30

40

50

従い種々の変形が可能であり、本発明はこれらを排除するものではない。

【0085】

【発明の効果】

以上本発明によれば、DA変換器の入力振幅がDA変換器のリミットを越えないように事前に歪補償係数の大きさをその位相を維持したまま補正するから、振幅制限しても位相追従が可能になる。この結果、歪補償しない場合以上に歪特性を劣化させることはない。

又、本発明によれば、歪補償後の送信信号のパワーが許容されている上限パワーを越えないように事前に歪補償係数の大きさをその位相を維持したまま補正するから、振幅制限しても位相追従が可能になる。

又、本発明によれば、予め歪補償係数の補正值をテーブル化しておくことにより比較演算、補正值演算処理を不要にでき、構成をシンプルにでき、かつ、補正值を簡単に求めることができる。

【0086】

又、本発明によれば、分母を2の冪数で近似することにより、補正值算出に際して必要になる割算をビットシフトで簡単に求めることができる。

又、本発明によれば、歪補償前の送信信号の振幅（あるいは電力）とゲインの対応をテーブル化しておき、実際の送信信号振幅あるいは電力に応じたゲインをテーブルより求め、該ゲインに基づいて送信電力増幅器からのフィードバック信号の振幅を制御するようにしたから、フィードフォワード方式により歪補償信号の振幅が制限値をオーバーしないようにできる。この結果、簡単な構成により、信号の有意成分（振幅及び位相）が欠落することがなくなり、歪み補償を安定に行うことが可能になる。

【0087】

又、本発明によれば、歪補償信号（歪補償後の送信信号）の振幅が制限値を越えた時、送信信号と送信電力増幅器からのフィードバック信号との差が小さくなるようにゲインを大きくして該フィードバック信号の振幅を制御し、歪補償係数が大きくなるのを防止する。この結果、以後、歪補償信号振幅が制限値を越えないようにでき、信号の有意成分（振幅及び位相）が欠落することがなくなり、歪み補償を安定に行うことが可能になる。この場合、ゲインGを1以上の一定値に固定すれば振幅制御を簡単に行うことができ、又、ゲインGをテーブル化しておき送信信号に応じて制御すれば、木目細かな振幅歪、位相歪の発生防止制御が可能になる。

【0088】

又、本発明によれば、歪補償前の送信信号と歪補償信号との差が大きくなったときにのみ、送信信号のレベルに基づいてゲインGを制御するようにしたから、真に必要なときを見極めてゲイン制御し、不要な時にはゲイン制御をしないから、より木目細かな振幅歪、位相歪の抑制制御ができる。

又、本発明によれば、歪補償前の送信信号と歪補償信号の差が閾値以上に大きくなったとき、歪補償係数の更新を停止するようにしたから、歪補償係数が効果的に疑わしい値になるのを防止できる。

又、本発明によれば、歪補償前の送信信号と歪補償信号の差に基づいて歪補償係数更新のパラメータである μ の大きさを制御するようにしたから、リニアライザの収束の安定性を考慮しつつ収束時間を短縮できる。例えば、上記差が閾値を超え、歪み補償制御系が発散するような状況であれば、 μ の値を大きくして発散を急速に防止し、差が減少すればそれに応じて μ を減少して定常値に戻すことにより、収束性と安定性を維持しつつ歪補償信号振幅が制限値を超えないよう制御することができる。

【0089】

又、本発明によれば、(1) 送信信号に歪補償係数を乗算して歪デバイスに入力する第1の歪補償方式、及び(2) 参照信号（送信信号）に歪補償係数を乗算して得られた信号と送信信号との差を誤差信号として発生し、誤差信号、主信号（送信信号）を別個にDA変換して合成して歪デバイスに入力する第2の歪補償方式の両方に適用することができる。

又、本発明によれば、シングルキャリアの送信装置やマルチキャリアの送信装置の両方に

10

20

30

40

50

適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明のシングルキャリアタイプの歪補償装置の概略構成図である。

【図 2】本発明の原理説明図である。

【図 3】本発明の第 1 実施例の構成図である。

【図 4】本発明の第 2 実施例の構成図である。

【図 5】本発明の第 3 実施例の構成図である。

【図 6】本発明の第 4 実施例の構成図である。

【図 7】本発明の第 5 実施例の構成図である。

【図 8】本発明の第 6 実施例の構成図である。

10

【図 9】マルチキャリアタイプの送信装置に歪補償装置を付加した構成図である。

【図 10】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 7 実施例）である。

【図 11】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 8 実施例）である。

【図 12】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 9 実施例）である。

【図 13】アナログの送信信号と誤差信号を合成して歪デバイスに入力する第 1 実施例である。

【図 14】本発明の原理説明図である。

【図 15】アナログの送信信号と誤差信号を合成して歪デバイスに入力する第 2 実施例である。

【図 16】アナログの送信信号と誤差信号を合成して歪デバイスに入力する第 3 実施例である。

20

【図 17】アナログの送信信号と誤差信号を合成して歪デバイスに入力する第 4 実施例である。

【図 18】マルチキャリアタイプの送信装置に歪補償装置を付加した構成図である。

【図 19】周波数変換説明図である。

【図 20】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 5 実施例）である。

【図 21】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 6 実施例）である。

【図 22】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 7 実施例）である。

【図 23】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 8 実施例）である。

【図 24】マルチキャリアタイプの別の送信装置に歪補償装置を付加した構成図である。

30

【図 25】周波数変換説明図である。

【図 26】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 9 実施例）である。

【図 27】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 10 実施例）である。

【図 28】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 11 実施例）である。

【図 29】マルチキャリアタイプの歪補償装置の構成図（第 12 実施例）である。

【図 30】フィードバック信号の振幅制御機能を備えた歪補償装置の第 1 実施例である。

【図 31】送信信号振幅(電力)とゲインの関係説明図である。

【図 32】第 1 実施例の第 1 の変形例である。

【図 33】第 1 実施例の第 2 の変形例である。

【図 34】フィードバック信号の振幅制御機能を備えた歪補償装置の第 2 実施例である。

40

【図 35】フィードバック信号の振幅制御機能を備えた歪補償装置の第 3 実施例である。

【図 36】フィードバック信号の振幅制御機能を備えた歪補償装置の第 4 実施例である。

【図 37】第 4 実施例の全体の処理フローである。

【図 38】第 4 実施例の第 1 変形例である。

【図 39】第 4 実施例の第 2 変形例である。

【図 40】 μ 値と収束時間の関係説明図である。

【図 41】マルチキャリアタイプの送信装置に本発明の歪補償装置を付加した構成例である。

【図 42】マルチキャリアリニアライザの効果例である。

【図 43】フィードバック信号の振幅制御機能を備えた歪補償装置の第 6 実施例である。

50

- 【図 4 4】マルチキャリアタイプの送信装置の構成図である。
- 【図 4 5】従来の送信装置の構成図である。
- 【図 4 6】送信電力増幅器の非直線性による問題点説明図である。
- 【図 4 7】電力増幅器の効率特性説明図である。
- 【図 4 8】従来のデジタル非直線型歪補償機能を備えた送信装置の構成図である。
- 【図 4 9】補償部の機能構成図である。
- 【図 5 0】適応LMSアルゴリズムによる歪補償処理説明図である。
- 【図 5 1】 $x(t)=I(t) + j Q(t)$ と複素表現した送信装置全体の構成図である。
- 【図 5 2】従来の歪補償装置の問題点説明図である。

【符号の説明】

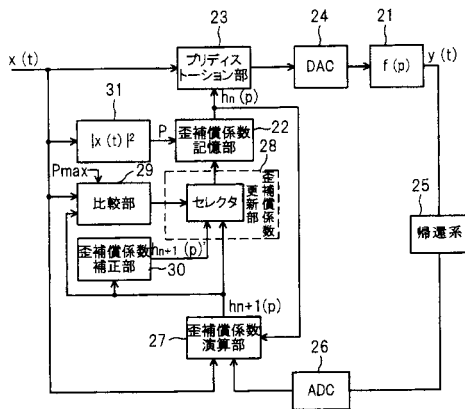
- 2 1・・・歪デバイス（送信電力増幅器）
- 2 2・・・歪補償係数記憶部
- 2 3・・・プリディストーション部
- 2 4・・・D A 変換器
- 2 5・・・帰還系
- 2 6・・・A D 変換器
- 2 7・・・歪補償係数演算部
- 2 8・・・歪補償係数更新部
- 2 9・・・比較部
- 3 0・・・歪補償係数補正部
- 3 1・・・パワー演算部

10

20

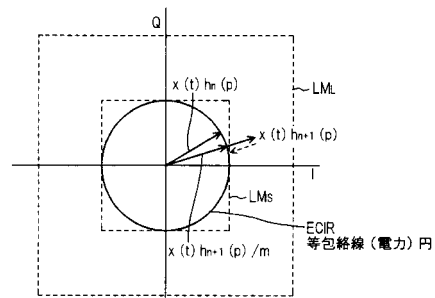
【図 1】

本発明のシングルキャリアタイプ歪補償装置の概略構成図



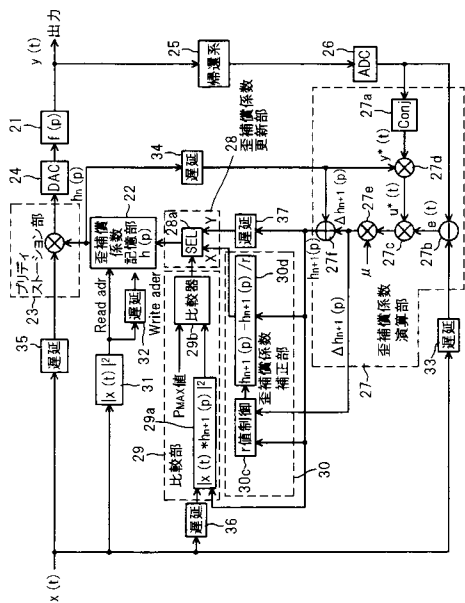
【図 2】

本発明の原理説明図



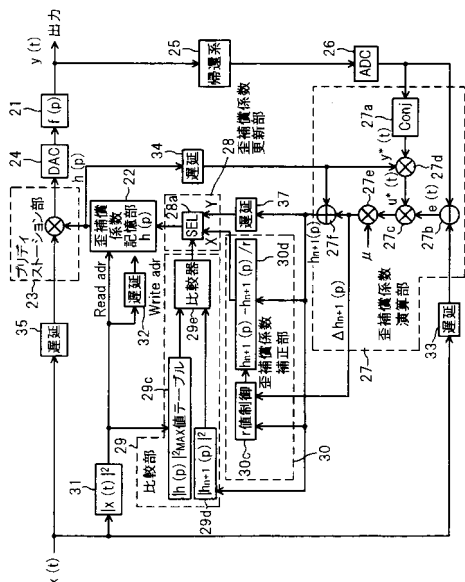
【 図 7 】

本発明の第5実施例構成図



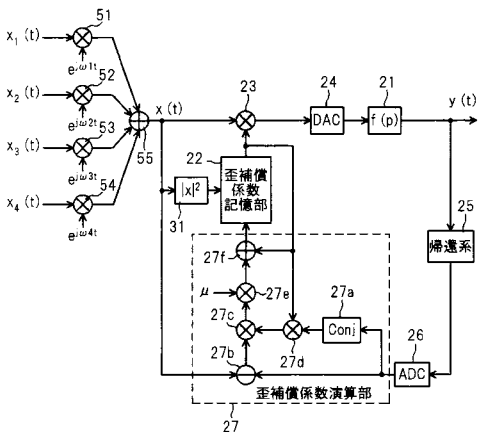
【 図 8 】

本発明の第6実施例構成図



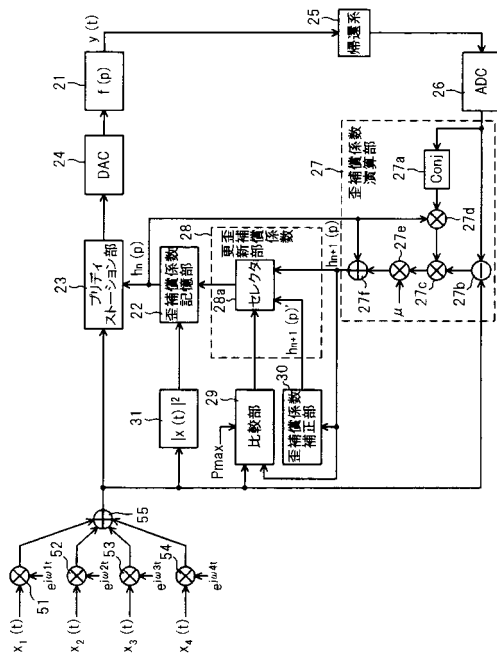
【 図 9 】

マルチキャリアタイプの送信装置に
歪補償装置を付加した構成



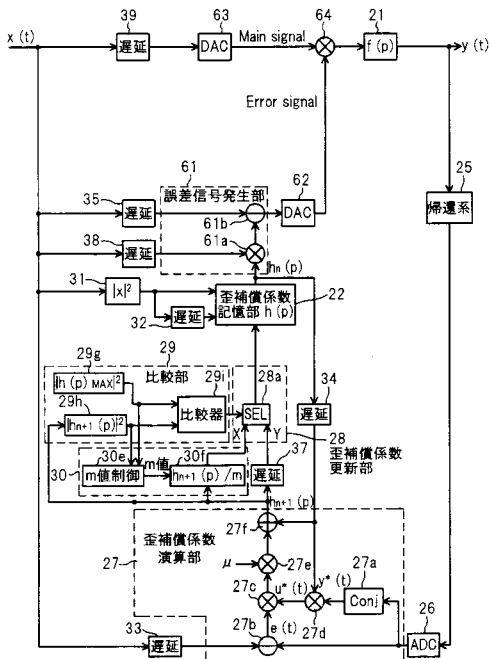
【 図 10 】

本発明のマルチキャリアタイプ歪補償装置の
構成図(第7実施例)



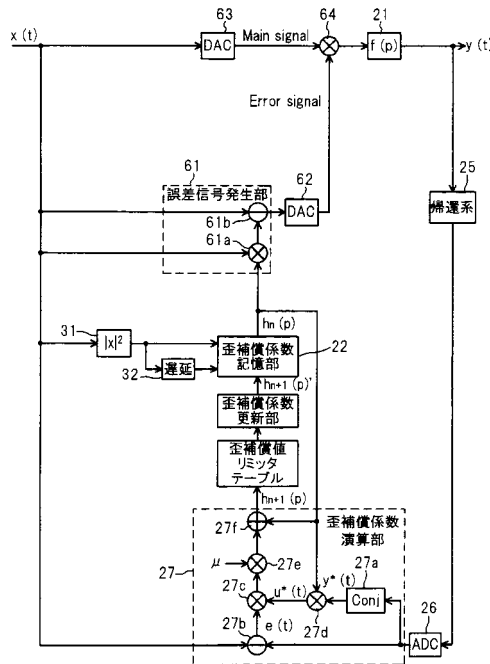
【図15】

アナログの送信信号と誤差信号を合成して歪デバイスに入力する歪補償装置の第2実施例



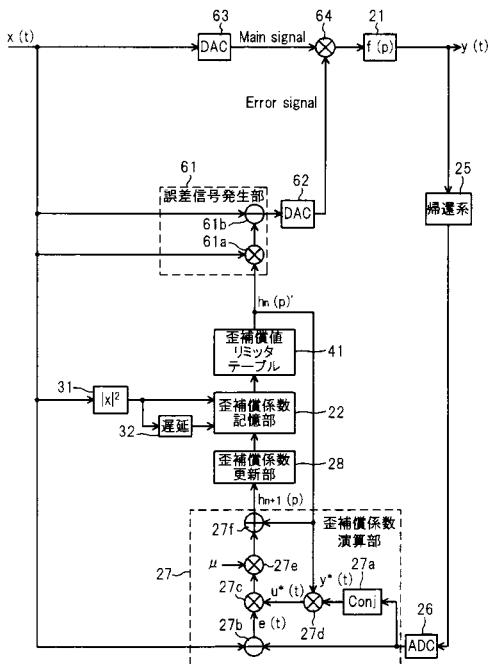
【図16】

アナログの送信信号と誤差信号を合成して歪デバイスに入力する歪補償装置の第3実施例



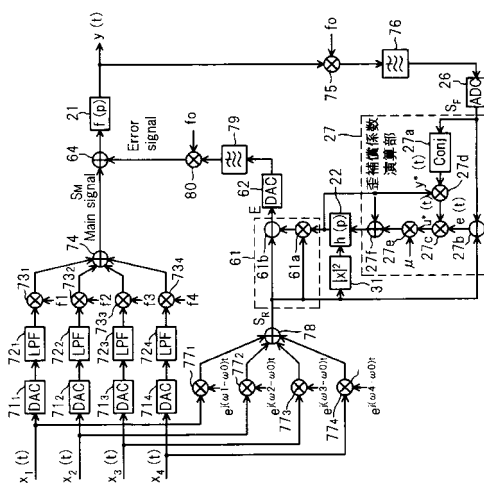
【図17】

アナログの送信信号と誤差信号を合成して歪デバイスに入力する歪補償装置の第4実施例



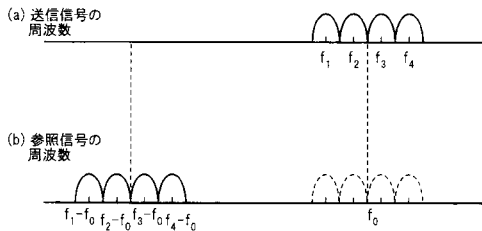
【図18】

マルチキャリアタイプの送信装置に歪補償装置を付加した構成



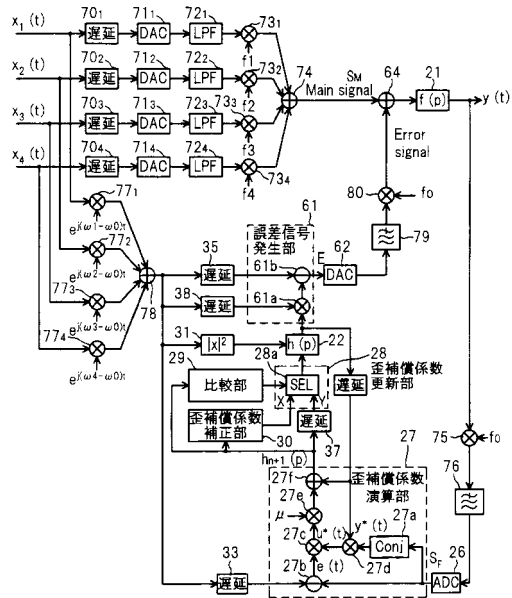
【図19】

周波数変換説明図



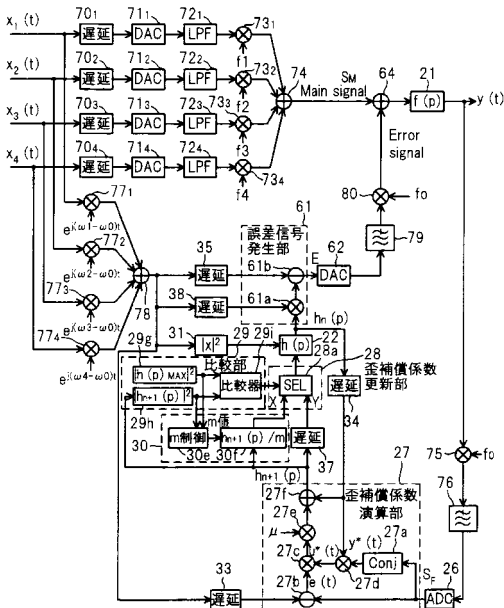
【図20】

マルチキャリアタイプ歪補償装置の構成図(第5実施例)



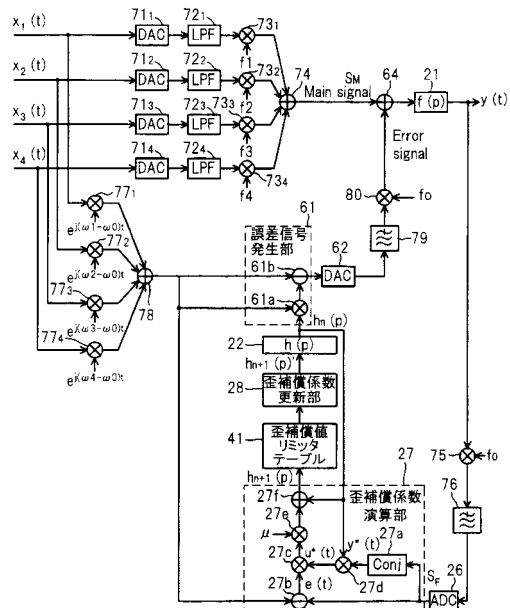
【図21】

マルチキャリアタイプ歪補償装置の構成図(第6実施例)



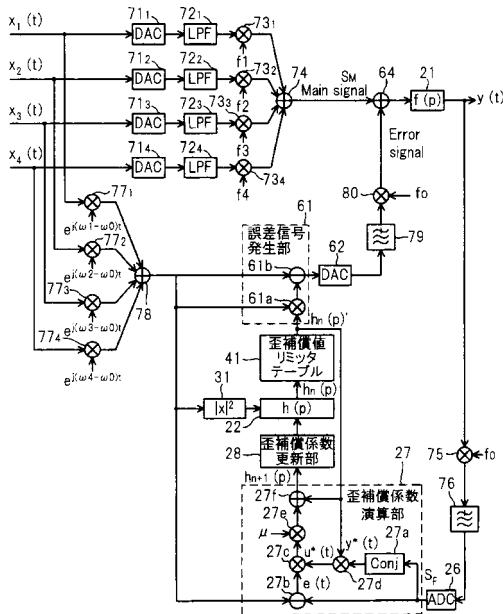
【図22】

マルチキャリアタイプ歪補償装置の構成図(第7実施例)



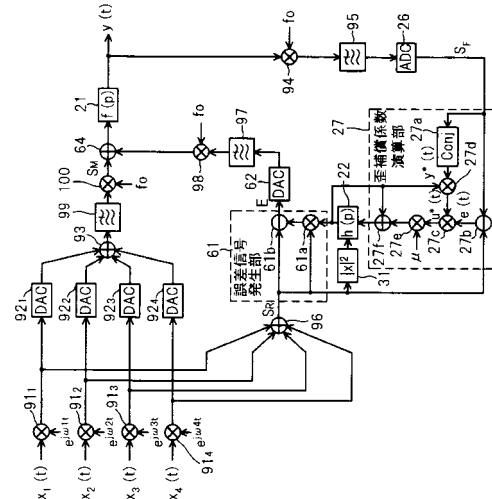
【図23】

マルチキャリアタイプ歪補償装置の構成図(第8実施例)



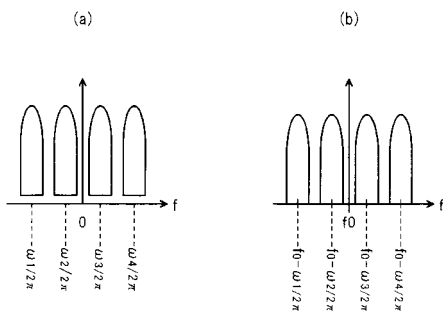
【図24】

マルチキャリアタイプの別の送信装置に歪補償装置を付加した構成



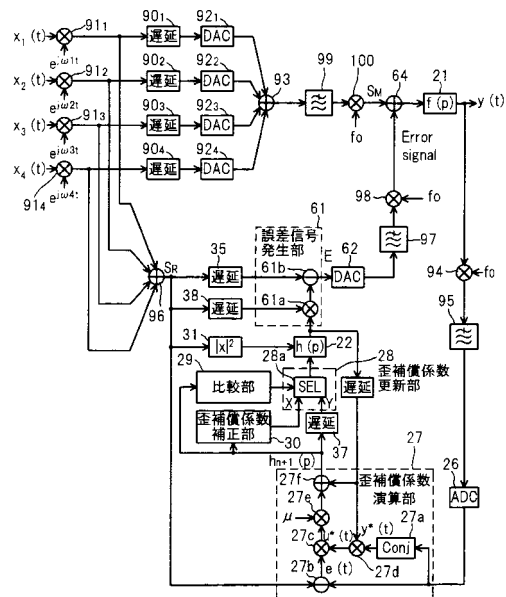
【図25】

周波数変換説明図



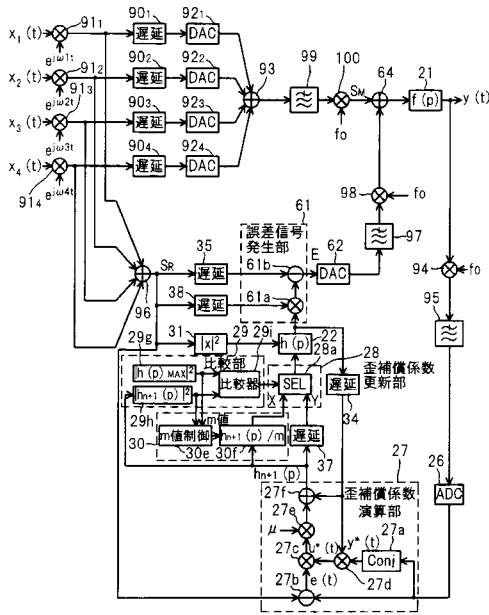
【図26】

マルチキャリアタイプ歪補償装置の構成図(第9実施例)



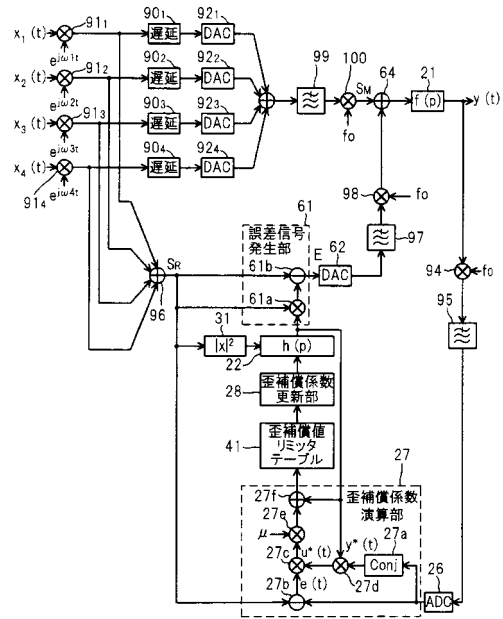
【図 27】

マルチキャリアタイプ歪補償装置の構成図(第10実施例)



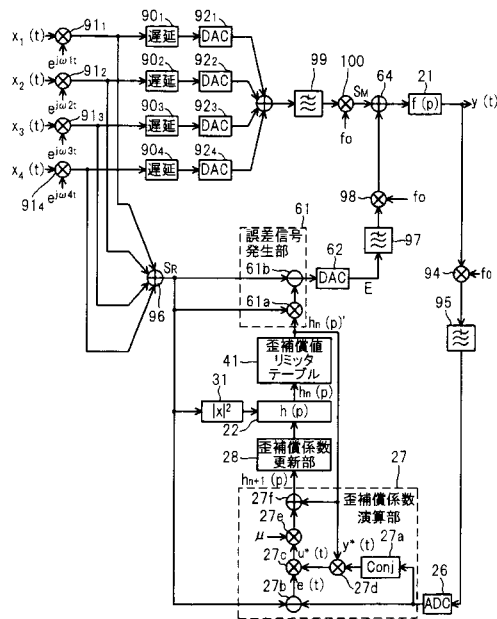
【図 28】

マルチキャリアタイプ歪補償装置の構成図(第11実施例)



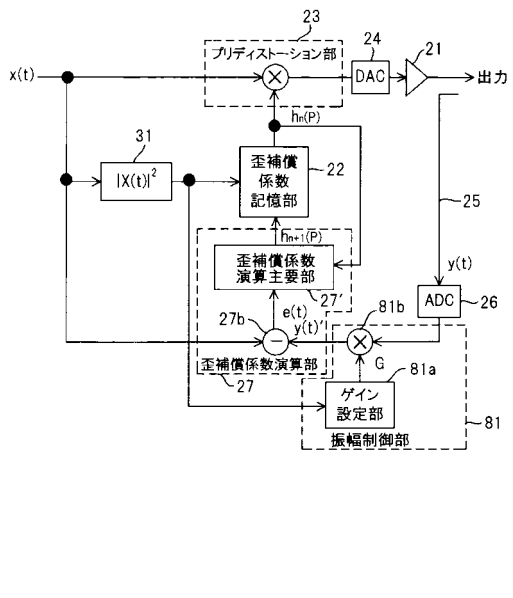
【図 29】

マルチキャリアタイプ歪補償装置の構成図(第12実施例)

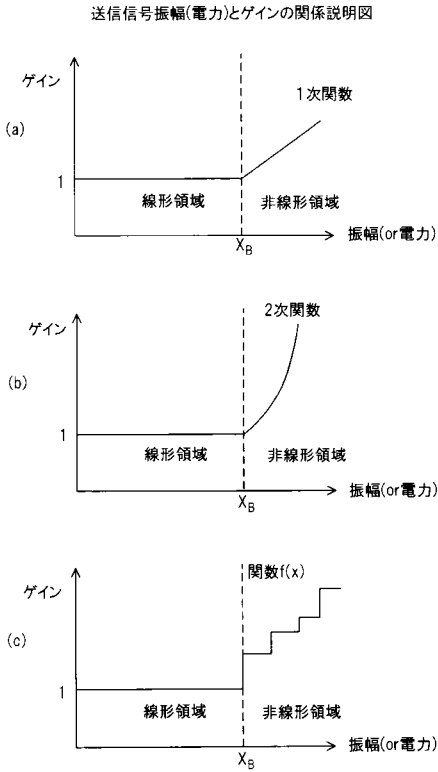


【図 30】

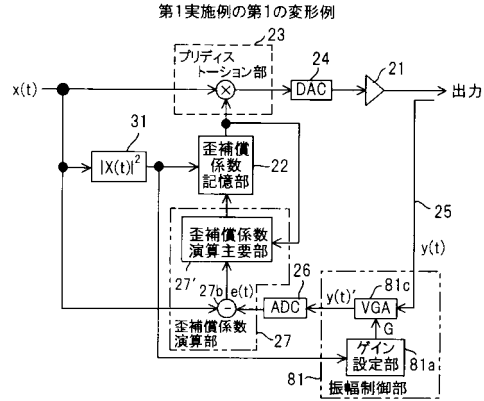
フィードバック信号の振幅制御機能を備えた歪補償装置の第1実施例



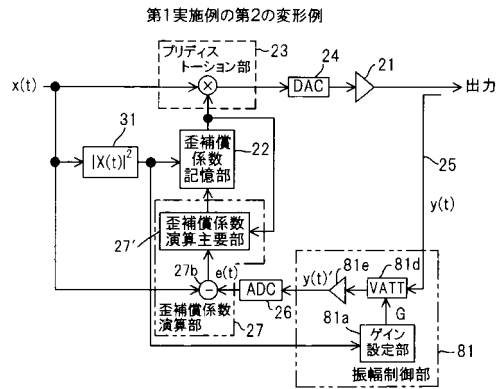
【図31】



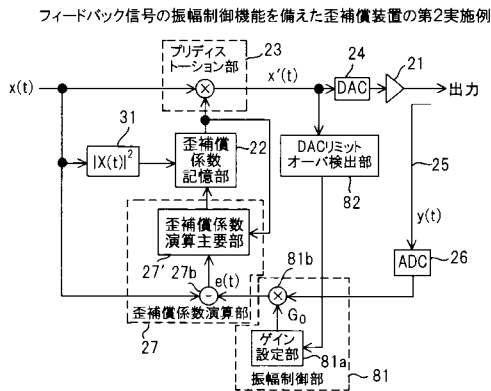
【図32】



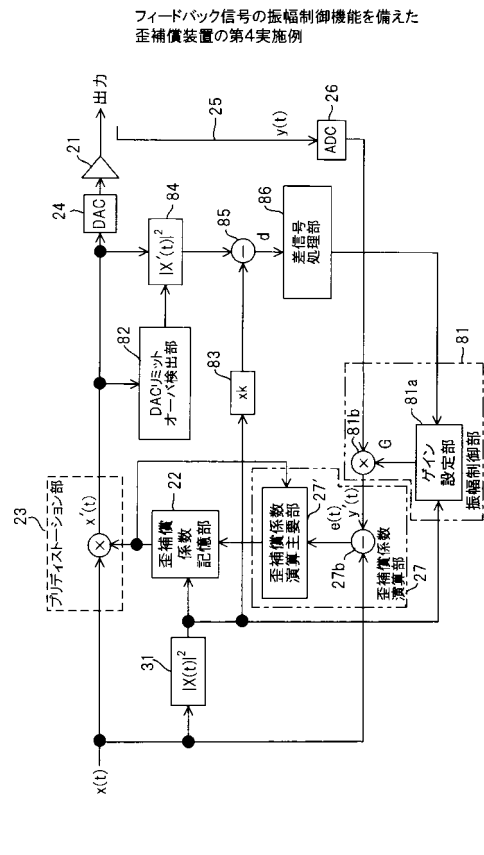
【図33】



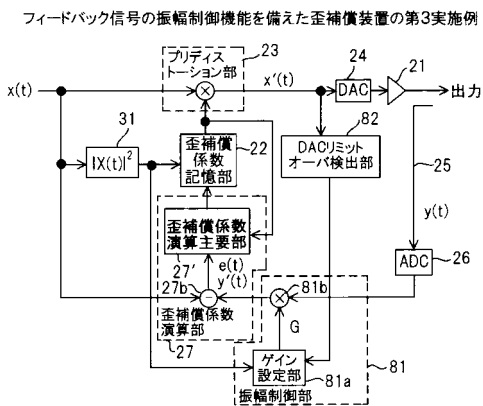
【図34】



【図36】

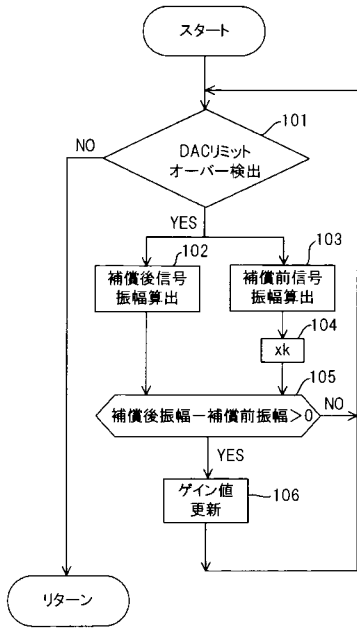


【図35】



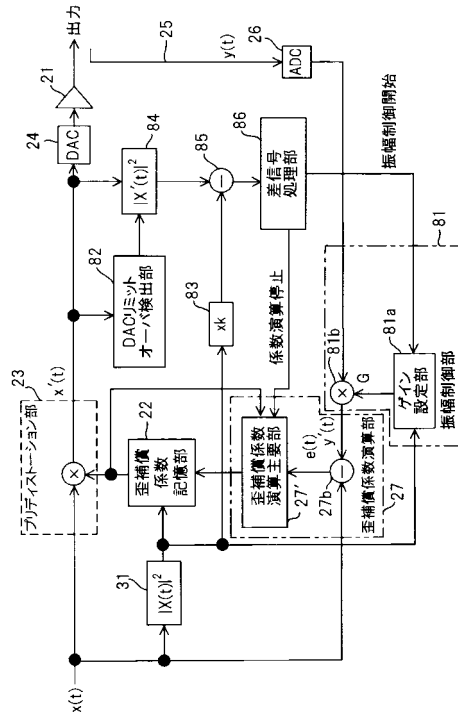
【図 37】

第4実施例の全体の処理フロー



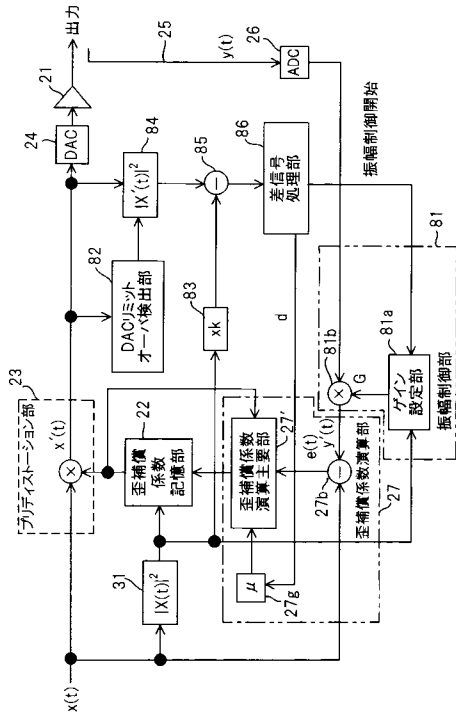
【図 38】

第4実施例の第1変形例



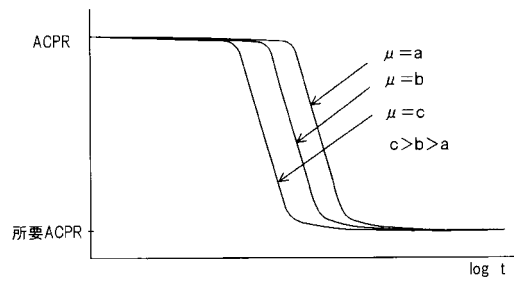
【図 39】

第4実施例の第2変形例



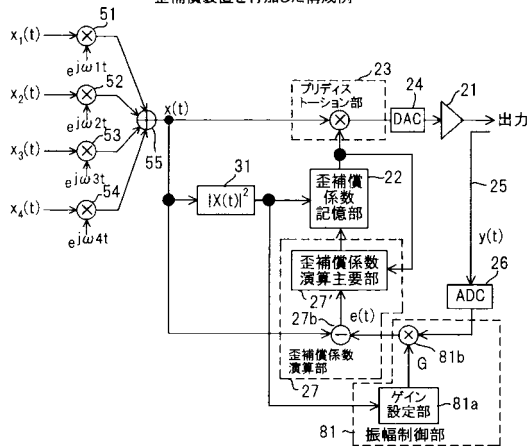
【図 40】

μ 値と収束時間の関係説明図



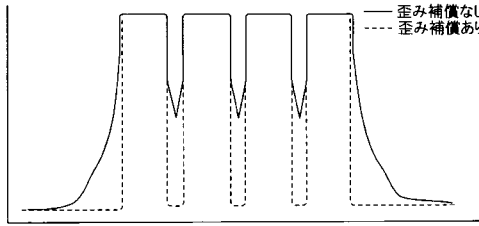
【図41】

マルチキャリアタイプの送信装置に本発明の歪補償装置を付加した構成例



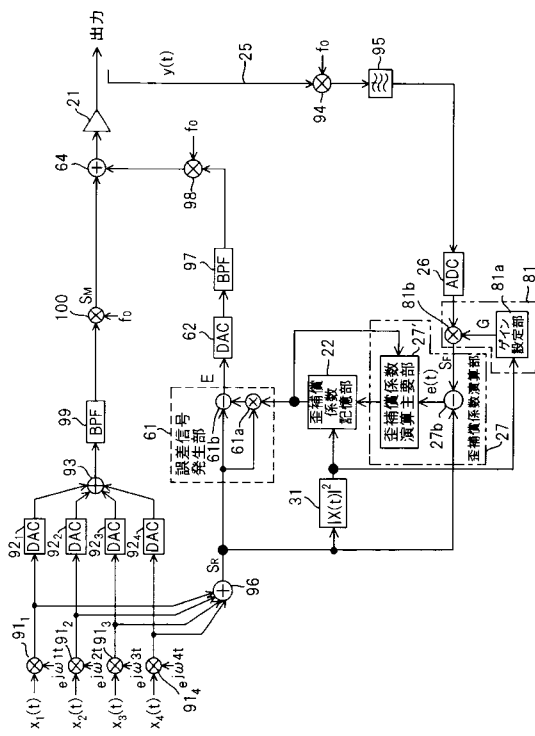
【図42】

マルチキャリアリニアライザの効果例



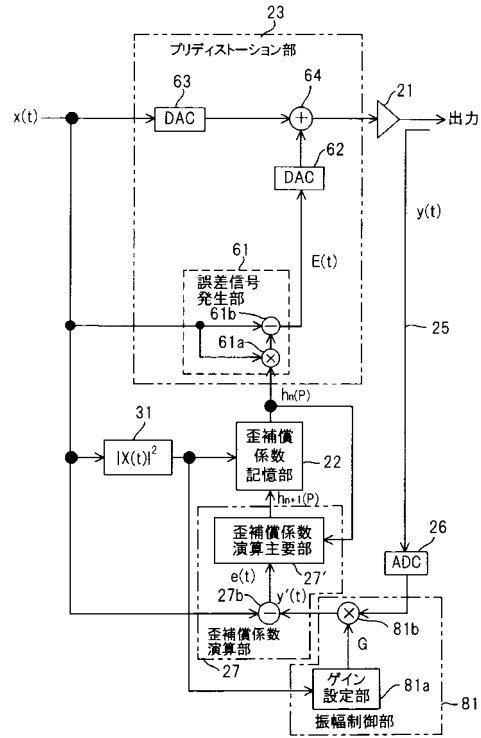
【図44】

マルチキャリアタイプの送信装置の構成図



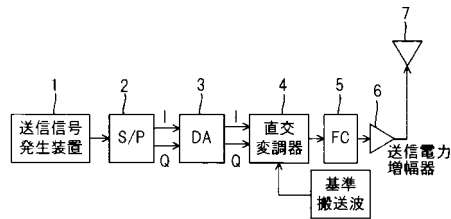
【図43】

フィードバック信号の振幅制御機能を備えた歪補償装置の第6実施例



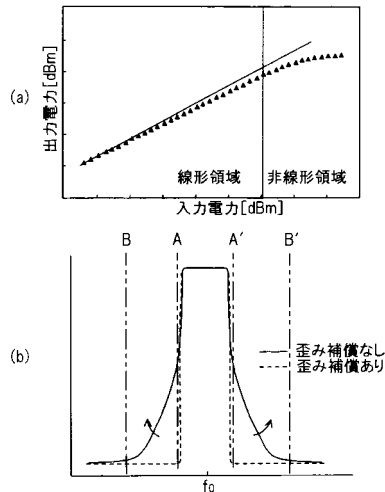
【図45】

従来の送信装置の構成

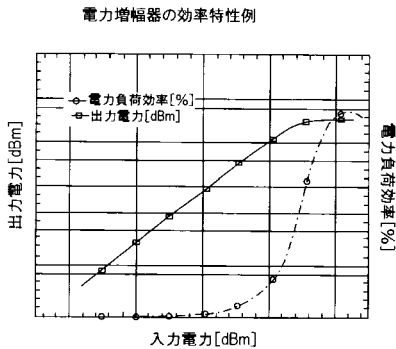


【図46】

送信電力増幅器の非直線性による問題点の説明図

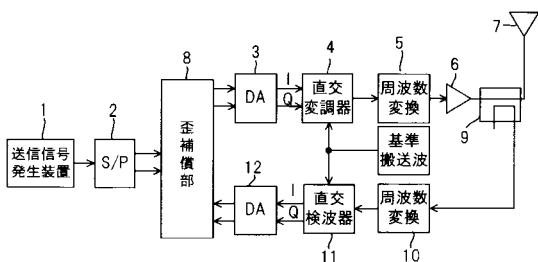


【図47】



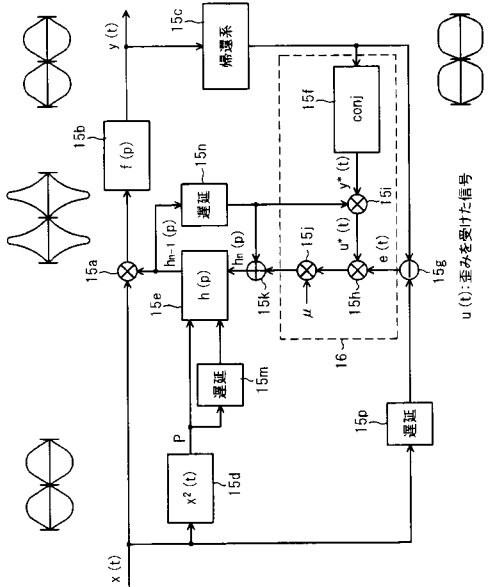
【図48】

従来のデジタル非線形歪補償機能を備えた送信装置の構成図



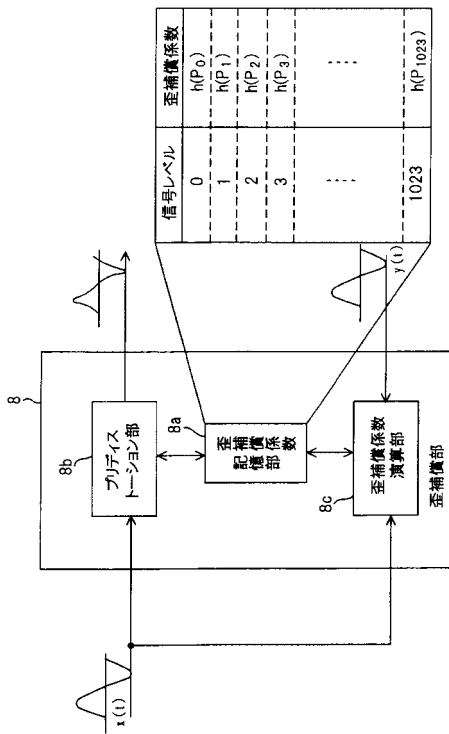
【図50】

適応LMSによる歪補償処理の説明図



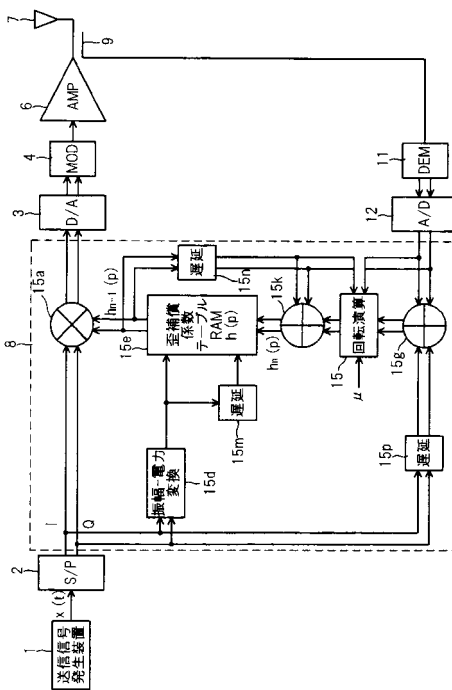
【図49】

補償部の機能構成図



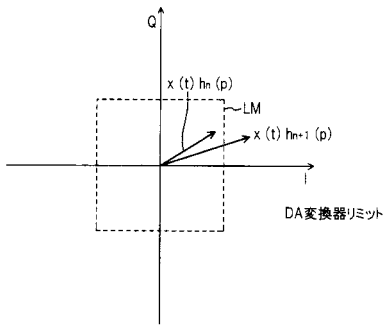
【図51】

$x(t) = I(t) + jQ(t)$ と複素表現した送信装置の全体の構成図



【図52】

従来の歪補償装置の問題点説明図



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 浜田 一
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 石川 広吉
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

審査官 野元 久道

- (56)参考文献 特開平10-322137(JP,A)
特開平09-064780(JP,A)
特開平08-242263(JP,A)
特開平09-069733(JP,A)
国際公開第01/008320(WO,A1)
特開平10-150393(JP,A)
特開平05-048346(JP,A)
特表2002-514028(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03F 1/32