

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4287587号
(P4287587)

(45) 発行日 平成21年7月1日(2009.7.1)

(24) 登録日 平成21年4月3日(2009.4.3)

(51) Int.Cl. F I
H O 3 F 1/32 (2006.01) H O 3 F 1/32
G O 1 R 23/20 (2006.01) G O 1 R 23/20 E

請求項の数 16 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2000-504654 (P2000-504654)
(86) (22) 出願日 平成10年7月28日(1998.7.28)
(65) 公表番号 特表2001-511614 (P2001-511614A)
(43) 公表日 平成13年8月14日(2001.8.14)
(86) 国際出願番号 PCT/EP1998/004717
(87) 国際公開番号 W01999/005784
(87) 国際公開日 平成11年2月4日(1999.2.4)
審査請求日 平成17年7月22日(2005.7.22)
(31) 優先権主張番号 197 32 465.7
(32) 優先日 平成9年7月28日(1997.7.28)
(33) 優先権主張国 ドイツ(DE)
(31) 優先権主張番号 198 13 703.6
(32) 優先日 平成10年3月27日(1998.3.27)
(33) 優先権主張国 ドイツ(DE)

(73) 特許権者 591122462
ローデ ウント シュバルツ ゲーエムベ
ーハー ウント コンパニー カーゲー
ROHDE & SCHWARZ GES
ELLSCHAFT MIT BESCH
RANKER HAFTUNG & CO
MPAGNIE AKTIENGESEL
LSCHAFT
ドイツ連邦共和国 デー 8 1 6 7 1 ミ
ュンヘン ミュールドルフストラーセ 1
5
(74) 代理人 100081422
弁理士 田中 光雄
(74) 代理人 100068526
弁理士 田村 恭生

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波パワー増幅器の歪み測定の方法と装置、および高周波パワー増幅器の自動等化の方法と手段

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

高周波パワー増幅器の入力信号と出力信号とを測定するステップと、
前記測定された高周波パワー増幅器の入力信号を同期復調することによって、入力包絡
曲線と基準搬送波に分離するステップと、
前記基準搬送波の位相を、所定の位相角だけ位相シフトさせるステップと、
前記測定された高周波パワー増幅器の出力信号および前記位相シフトされた基準搬送波
に基づいて、出力包絡曲線を発生するステップと、
前記高周波パワー増幅器の振幅特性を、前記入力包絡曲線の振幅またはパワーの関数と
して、前記出力包絡曲線の振幅またはパワーの形式で表示するステップとを含む、高周波
パワー増幅器の歪みを測定する測定法。

【請求項 2】

前記出力包絡曲線を発生するステップは、前記測定された高周波パワー増幅器の出力信
号を前記出力包絡曲線に同期復調するステップを含むことを特徴とする請求項 1 による測
定法。

【請求項 3】

前記出力包絡曲線を発生するステップは、
前記出力包絡曲線の同相成分および直交成分を発生するステップと、
前記直交成分の発生のために、前記位相シフトされた基準搬送波の位相を 90° だけさ
らに位相シフトさせるステップとを含む、

前記測定法は、
前記同相成分および直交成分に基づいて前記出力包絡曲線の位相角を算出するステップ
と、
前記算出された位相角を表示するステップとをさらに含む請求項 1 または 2 による測定
法。

【請求項 4】

前記算出された位相角を表示するステップは、前記高周波パワー増幅器の位相特性を、
前記入力包絡曲線の振幅またはパワーの関数として、もしくは前記出力包絡曲線の振幅ま
たはパワーの関数として、前記出力包絡曲線の位相角の形式で表示するステップを含むこ
とを特徴とする請求項 3 による測定法。

10

【請求項 5】

前記出力包絡曲線の同相成分および直交成分を発生するステップは、
前記位相シフトされた基準搬送波に従って、前記測定された高周波パワー増幅器の出力
信号を前記出力包絡曲線の同相成分に同期復調するステップと、
前記さらに位相シフトされた基準搬送波に従って、前記測定された前記高周波パワー増
幅器の出力信号を前記出力包絡曲線の直交成分に同期復調するステップとを含むこと
を特徴とする請求項 3 または 4 による測定法。

【請求項 6】

前記所定の位相角は、前記高周波パワー増幅器における前記入力信号の通過時間に対応
する位相角であることを特徴とする請求項 1 から 5 のうちのいずれか 1 つの請求項による
測定法。

20

【請求項 7】

所定のバランシング信号を発生するステップと、
前記バランシング信号の振幅を所定の振幅補正係数を用いて補正するステップと、
前記補正後のバランシング信号をバランシング入力信号として高周波パワー増幅器に入
力するステップと、
前記バランシング入力信号と、前記高周波パワー増幅器からの出力信号であるバランシ
ング出力信号とを測定するステップと、
前記測定されたバランシング入力信号を同期復調することによって、入力包絡曲線と基
準搬送波に分離するステップと、
前記基準搬送波の位相を、所定の位相角だけ位相シフトさせるステップと、
前記測定されたバランシング出力信号および前記位相シフトされた基準搬送波に基づい
て、出力包絡曲線を発生するステップと、
前記入力包絡曲線の振幅に対する前記出力包絡曲線の振幅の比に基づいて、前記バラン
シング信号の振幅と前記バランシング出力信号の振幅との間の関係を線形化するように、
前記振幅補正係数を発生するステップとを含む、高周波パワー増幅器の自動等化のための
等化方法。

30

【請求項 8】

前記補正するステップは、前記バランシング信号の位相を所定の位相補正係数を用いて
補正するステップをさらに含み、
前記出力包絡曲線を発生するステップは、
前記出力包絡曲線の同相成分および直交成分を発生するステップと、
前記直交成分の発生のために、前記位相シフトされた基準搬送波の位相を 90° だけさ
らに位相シフトさせるステップとを含み、
前記等価方法は、
前記同相成分および直交成分に基づいて前記出力包絡曲線の位相角を算出するステップ
と、
前記出力包絡曲線の位相角に基づいて、前記バランシング信号と前記バランシング出力
信号との位相差をゼロに設定するように、前記位相補正係数を発生するステップとをさ
らに含むことを特徴とする請求項 7 による等化方法。

40

50

【請求項 9】

前記出力包絡曲線の同相成分および直交成分を発生するステップは、

前記位相シフトされた基準搬送波に従って、前記測定されたバランシング出力信号を前記出力包絡曲線の同相成分に同期復調するステップと、

前記さらに位相シフトされた基準搬送波に従って、前記測定されたバランシング出力信号を前記出力包絡曲線の直交成分に同期復調するステップとを含むことを特徴とする請求項 8 による等化方法。

【請求項 10】

前記振幅補正係数および前記位相補正係数を、前記補正するステップを実行する事前歪み付与手段に入力するステップと、

前記事前歪み付与手段の振幅特性を、前記入力される振幅補正係数に基づいて、前記高周波パワー増幅器の振幅特性の逆数関数に設定するステップと、

前記事前歪み付与手段の位相特性を、前記入力される位相補正係数に基づいて、前記高周波パワー増幅器の位相特性の逆数関数に設定するステップとをさらに含むことを特徴とする請求項 8 または 9 による等化方法。

【請求項 11】

前記入力包絡曲線ならびに前記出力包絡曲線の同相成分及び直交成分をそれぞれデジタル化するステップをさらに含み、

前記振幅補正係数を発生するステップは、制御コンピューターを用いて、前記デジタル化された入力包絡曲線ならびに出力包絡曲線の同相成分及び直交成分に基づいて前記振幅補正係数を発生するステップを含み、

前記位相補正係数を発生するステップは、前記制御コンピューターを用いて、前記デジタル化された前記出力包絡曲線の同相成分及び直交成分に基づいて前記位相補正係数を発生するステップを含むことを特徴とする請求項 8 から 10 のうちのいずれか 1 つの請求項による等化方法。

【請求項 12】

前記バランシング信号は、単一の搬送波を所定の入力信号に従って振幅変調してなる信号であることを特徴とする請求項 7 から 11 のうちのいずれか 1 つの請求項による等化方法。

【請求項 13】

前記バランシング信号は多搬送波信号であって、当該多搬送波信号のすべての搬送波は同じ位相状態にあることを特徴とする請求項 7 から 11 のうちのいずれか 1 つの請求項による等化方法。

【請求項 14】

前記高周波パワー増幅器は、並列的に機能する複数のサブ増幅器を備え、

前記測定するステップは、前記サブ増幅器のうちの 1 つのサブ増幅器だけについて実行され、

当該 1 つのサブ増幅器について発生された振幅補正係数と位相補正係数を他のサブ増幅器に対する振幅補正係数及び位相補正係数に設定するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 8 から 11 のいずれか 1 つの請求項による等化方法。

【請求項 15】

測定された高周波パワー増幅器の入力信号を同期復調することにより、入力包絡曲線および基準搬送波を発生する第 1 の同期復調器と、

前記測定された高周波パワー増幅器の出力信号と前記基準搬送波とに基づいて、出力包絡曲線の同相成分を発生する第 2 の同期復調器と、

前記基準搬送波の位相を 90° だけ位相シフトさせる位相シフターと、

前記測定された高周波パワー増幅器の出力信号と前記位相シフトされた基準搬送波とに基づいて、前記出力包絡曲線の直交成分を発生する第 3 の同期復調器とを備えた測定手段であって、

前記高周波パワー増幅器の振幅特性を、前記入力包絡曲線の振幅またはパワーの関数と

10

20

30

40

50

して、前記出力包絡曲線の振幅またはパワーの形式で表示する第1の表示手段と、

前記高周波パワー増幅器の位相特性を、前記入力包絡曲線の振幅またはパワーの関数として、もしくは前記出力包絡曲線の振幅またはパワーの関数として、前記同相成分に対する前記直交成分の比によって定義される前記出力包絡曲線の位相角の形式で表示する第2の表示手段とのうちの少なくとも一方を備え、高周波パワー増幅器の歪みを測定する測定手段。

【請求項16】

入力される所定のバランス信号の振幅および位相をそれぞれ、所定の振幅補正係数および所定の位相補正係数を用いて補正することによりバランス入力信号を発生して、高周波パワー増幅器に出力する事前歪み付与手段と、

測定された前記高周波パワー増幅器のバランス入力信号を同期復調することにより、入力包絡曲線および基準搬送波を発生する第1の同期復調器と、

測定された高周波パワー増幅器のバランス出力信号と前記基準搬送波とに基づいて、出力包絡曲線の同相成分を発生する第2の同期復調器と、

前記基準搬送波の位相を 90° だけ位相シフトさせる位相シフターと、

前記測定された高周波パワー増幅器のバランス出力信号と前記位相シフトされた基準搬送波とに基づいて、前記出力包絡曲線の直交成分を発生する第3の同期復調器と、

前記入力包絡曲線、前記出力包絡曲線の同相成分及び前記出力包絡曲線の直交成分に基づいて、前記振幅補正係数を含む振幅補正制御信号及び前記位相補正係数を含む位相補正制御信号を発生して前記事前歪み付与手段に出力する制御手段とを備え、

前記制御手段は、前記事前歪み付与手段の振幅特性を前記高周波パワー増幅器の振幅特性の逆数関数に設定するように前記振幅補正係数を発生し、かつ前記事前歪み付与手段の位相特性を前記高周波パワー増幅器の位相特性の逆数関数に設定するように前記位相補正係数を発生し、

前記高周波パワー増幅器の振幅特性は、前記入力包絡曲線の振幅またはパワーの関数として前記出力包絡曲線の振幅またはパワーによって定義され、

前記高周波パワー増幅器の位相特性は、前記入力包絡曲線の振幅またはパワーの関数としてもしくは前記出力包絡曲線の振幅またはパワーの関数として前記バランス出力信号の位相角によって定義される、高周波パワー増幅器を自動的に等化する等化手段。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は高周波パワー増幅器の歪み測定方法およびそれに対応する測定装置に関する。本発明はまた高周波パワー増幅器の自動等化の方法とそれに対応する手段に関する。

【0002】

【従来の技術】

高周波パワー増幅器は通常、まったく線形な特性を持っているわけではない。このことが高周波パワー増幅器によって増幅される高周波信号の歪みを引き起こす。高周波パワー増幅器の非線形性のために、望ましくないノイズスペクトルが発生する。オーディオならびにビデオのデジタル伝送において用いられるような多搬送波信号(Multitraegersignale n)が与えられるとき、ノイズスペクトルは伝送帯域外に生じる帯域外妨害ならびに伝送帯域内に生じる帯域内妨害で表される。多搬送波信号の完全な伝送を保証するためには、ノイズスペクトルは有用信号から所定のレベルのへだたりを含んでいなければならない。したがって、DAB(Digital Audio Broadcasting、デジタルオーディオ放送)信号やDVB(Digital Video Broadcasting、デジタルビデオ)信号のための増幅器の出力段における高周波パワー増幅器の直線性については、比較的高度な要求が課せられている。

【0003】

従来は、この種のパワー増幅器のバランスをとる場合に、入力に多搬送波バランス信号を供給し、高周波パワー増幅器の出力をスペクトルアナライザーで観測するのが普通で

10

20

30

40

50

あった。高周波パワー増幅器に至るまでの信号経路においては、増幅すべき高周波信号に対して事前に歪みを与えることのできる事前歪み付与手段が設けられていた。可変抵抗を持つダイオード抵抗回路網によって決めることのできる事前歪み付与特性は、複数のパラメーターによって種々に調整可能である。事前歪み付与の調整パラメーターを変えることにより、高周波パワー増幅器の出力スペクトル中の有用信号(Nutzsignal)とノイズ信号(Stoersignal)との間に最大のショルダー余裕を得ようとする試みが繰り返し行われている。事前歪み付与回路網の個々のパラメーターを調整するためのよい戦略はなく、個々のパラメーターの調整は相互に影響し合うので、その手続きを実行するには非常に時間がかかり、したがって、高く付く。その上、このようにして見出された調整も、温度、高周波パワー増幅器の構成要素の経過年数、その他諸々の影響によって変わってしまう。

10

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

高周波パワー増幅器の歪みを測定するのに適した測定法、高周波パワー増幅器を自動的に等化するのに適した方法、ならびに、それらに対応する測定手段および対応する等化手段を提案することが本発明の目的である。

【0005】

【課題を解決するための手段、発明の効果】

この目的は、請求項1の特徴によって測定方法に関して、請求項7の特徴によって等化方法に関して、請求項15の特徴によって測定手段に関して、また、請求項16の特徴によって等化手段に関して、それぞれ達成される。

20

請求項1による本発明の測定方法は、高周波パワー増幅器の制御特性が直接に表示されるという利点を持っている。オペレーターは、これによって高周波パワー増幅器の、あるいは、高周波パワー増幅器の直前に置かれた事前歪み付与手段の、バランシングにおける、すなわち、制御特性の最適に伸張された直線性を達成するための効果的なバランシングの、判断基準を持つことが可能となる。

請求項2から6は、本発明の測定法の有利な展開を含んでいる。

【0006】

請求項1と2による出力包絡曲線と入力包絡曲線の発生が、同期復調によって都合よく起こる。請求項3と4に対応する位相角を表示するために、同相成分と直交位相成分が出力包絡曲線によって発生される。出力信号の位相角は、これら2成分の比から決定することができる。請求項5によれば、同相成分と直交位相成分の同期復調が、分離された同期復調でも都合よく起こる。それに加えて、請求項6によれば、基準搬送波は高周波パワー増幅器によって引き起こされた信号の通過時間遅延に対応する位相シフトを有効に受ける。

30

請求項7による本発明の等化方法の利点は、適したバランシング信号によって、バランシングモードにある高周波パワー増幅器の入力信号に対する振幅補正係数を得ること、また、振幅補正係数を考慮に入れて入力信号に自動的に振幅事前歪みを付与することにある。事前歪み付与手段のバランシングは自動的に起こり、スタートアップに要する時間消費をかなり減少する。

請求項8から14は発明の等化方法の有利な展開を含んでいる。

40

これに加えて、請求項8によれば、好ましくは位相補正係数が得られ、入力信号には、位相補正係数の助けによって自動的に位相に事前歪みが与えられる。

【0007】

請求項10によれば、振幅補正係数と位相補正係数が、制御特性と位相特性が高周波パワー増幅器の制御特性と位相特性に対して自動的に逆数(invers zu)にセットされる事前歪み付与手段に供給される。この目的のために、請求項11によれば、入力包絡曲線と出力包絡曲線は好都合にデジタル化され、振幅補正係数と位相補正係数を計算するために制御コンピューターに供給される。

請求項12によれば、振幅変調単一搬送波信号をバランシング信号として、特に容易に役立てることができる。いま一つの好適なバランシング信号は、請求項13による、すべ

50

ての搬送波が同じ位相状態にある多搬送波信号である。バランシング信号は比較的有用信号に近いが、位相変化を一切含まず、したがって、バランシング信号に特に適している。しかし、原理的には、有用信号もバランシング信号と考えることができる。

もし高周波パワー増幅器が、並列に接続された構造的に同一の複数のサブ増幅器モジュールからなるのであれば、請求項 1 4 により、発明の等化方法を持つサブ増幅器を 1 個だけバランスさせ、他のサブ増幅器の入力信号に対しても同様に事前歪み係数を与えるだけで十分である。

【 0 0 0 8 】

【発明の実施の形態】

以下に本発明の 1 実施例が図を参照して詳しく述べられる。

10

図 1 は 高周波パワー増幅器の歪みを測定するための本発明手段のブロック結線図を示している。高周波パワー増幅器の自動等化のための本発明の等化手段に対する付加的構成要素も同じブロック結線図中に図示されている。

信号源 1 によって発生されるバランシング信号は、事前歪み付与手段 2 を経て 高周波パワー増幅器 3 の入力へ供給される。高周波パワー増幅器 3 の出力には、負荷抵抗 4、たとえば、送信アンテナの供給抵抗などが存在する。図 1 に模式的に示したように、その構成によって、高周波パワー増幅器 3 は、不完全に線形化された制御特性と位相特性を持っている。制御特性は、以後、高周波パワー増幅器 3 の入力パワーの関数としての出力パワーとして理解すべきものである。しかし、制御特性は入力振幅の関数としての出力振幅としても定義される。位相特性は、以後、位相特性、すなわち、出力パワーの関数としての高周波パワー増幅器 3 の出力位相として理解されるべきものである。しかし、位相特性はまた、入力パワーまたは入力振幅の関数の出力信号の関数としての出力位相として定義することもできる。

20

高周波パワー増幅器 3 の入力信号 7 と高周波パワー増幅器 3 の出力信号 6 の両方が測定され、本発明の測定手段 5 に供給される。入力信号 7 は先ず、入力包絡曲線と基準搬送波に分離される。入力信号 $U_E(t)$ は入力包絡曲線 $U_{HE}(t)$ と角度変調部分の積として

【 0 0 0 9 】

$$U_E(t) = U_{HE}(t) \sin(\omega t + \phi(t))$$

【 0 0 1 0 】

と表すことができるものとする。

30

入力包絡曲線 $U_{HE}(t)$ は、入力信号から分離された基準搬送波と入力信号 $U_E(t)$ が供給されている第 1 の同期復調器 8 から発生することができる。

これに対応して、出力信号は第 2 の同期復調器 9 ならびに第 3 の同期復調器 10 に供給される。基準搬送波は、好ましくは、高周波パワー増幅器 3 中での信号通過時間に対応する分だけ、位相シフター 11 によって位相シフトされる。第 2 の同期復調器 9 では、測定された出力信号 6 と信号通過時間だけ位相シフトを受けた基準搬送波によって同期復調が起こる。同期復調器 9 の出力信号は、出力信号の包絡曲線の同相成分である。第 1 の位相シフターの出力信号は第 2 の位相シフター 12 供給され、そこで、さらに 90° の位相シフトを追加する。測定された出力信号 6 と 90° の追加位相シフトを受けた基準搬送波は第 3 の同期復調器 10 に供給され、この第 3 の同期復調器 10 は出力信号の包絡曲線の直交成分を発生する。

40

同期復調器 8 と 9 は、簡略化、したがって、コスト削減のために、包絡曲線整流器で置き換えることができる。

【 0 0 1 1 】

高周波パワー増幅器 3 の振幅特性は第 1 のディスプレイ手段 13、たとえば、オシログラフ、ストレージオシログラフ、あるいは、コンピューター・モニターなどにディスプレイされる。第 1 の同期復調器 8 から得られる入力包絡曲線はディスプレイ手段 13 の x 入力に供給され、第 2 の同期復調器 9 から得られる入力包絡曲線はディスプレイ手段 13 の y 入力に供給される。したがって、高周波パワー増幅器 3 の出力振幅は高周波パワー増幅

50

器 3 の入力振幅の関数としてディスプレイされる。もし、振幅特性のかわりに、高周波パワー増幅器 3 の制御特性が表示したければ、高周波パワー増幅器 3 の出力パワーが入力パワーの関数としてディスプレイされるような形になるよう、入力 1 3 および 1 5 での入力信号が、対応する 2 乗要素（図示せず）によって振幅で 2 乗されておればよい。

出力包絡曲線の第 2 の同期復調器 9 によって発生される 同相成分とともに第 3 の同期復調器 1 0 によって発生される直交成分は、位相特性を発生するのに使われる。この目的のために、位相角 θ が、ディジタルかまたはアナログいずれかのやりかたで、次式によって表される手段 1 6 で決められる。

【 0 0 1 2 】

$$\theta(t) = \arctan(U Q u a d r a n t / U I n p h a s e)$$

10

【 0 0 1 3 】

ここに直交成分 $U Q u a d r a n t$ は出力包絡曲線の虚数分を表しており、同相成分 $U I n p h a s e$ は出力包絡曲線の実数分を表していて、したがって、出力位相角 θ はこの式で計算できる。このようにして計算された出力位相角が第 2 のディスプレイ装置 1 8 に供給される。第 1 同期復調器 8 によって発生された入力包絡曲線はディスプレイ手段 1 8 の x 入力 1 9 に供給される。図 3 , 7 , および 1 2 で示した図で、出力位相 θ は出力パワーの関数として表されている。このために、2 乗要素（図示せず）で 2 乗された出力包絡曲線の同相成分が第 2 のディスプレイ装置 1 8 の入力に供給される。

【 0 0 1 4 】

20

本発明の方法あるいは本発明の測定手段 5 によって、制御特性あるいは振幅特性が最適に線形化され、また、高周波パワー増幅器 3 によってもたらされる位相シフトが、入力信号の振幅に関わらず、また、出力パワーに関わらず、最適に一定値（望ましくは、ゼロに）に保たれるように、オペレーターが事前歪み付与手段 2 の調整の実行を行うことを可能としている。歪み付与手段 2 と高周波パワー増幅器 3 による振幅事前歪みの和、ならびに、歪み付与手段 2 と高周波パワー増幅器 3 による位相歪みの和は、最適に調整され、低くなる。このことは、オペレーターが前述のバランスングの判断基準を考慮しつつ事前歪み付与手段 2 を素速く調整することを可能とするものである。事前歪み付与手段 2 のバランスングは、高周波パワー増幅器 3 の出力スペクトルにおける有用信号とノイズ信号の間のショルダー余裕をただ単に監視して行うよりは、かなり、より迅速に、より目的的に

30

【 0 0 1 5 】

事前歪み付与手段 2 の調整は、必ずしも、上述のバランスングの判断基準にしたがって手動で行う必要はなく、上述の測定手段 5 ならびに事前歪み付与手段 2 0 を含む本発明の等化方法ならびに本発明の等化手段 5 、 2 0 によって自動的に行なうことも可能である。

図 1 に示した実施例においては、入力包絡曲線は、第 1 の A/D（アナログ/ディジタル）変換器 2 1 でディジタル化され、出力包絡曲線の同相成分は第 2 の A/D 変換器 2 2 でディジタル化され、出力包絡曲線の直交成分は第 3 の A/D 変換器 2 3 でディジタル化される。ディジタル化された包絡曲線信号は、ディジタル信号処理を行うために制御コンピューター 2 4 に供給される。制御コンピューター 2 4 は事前に歪ませる振幅補正係数および/または位相補正係数を計算し、それによって有用入力信号は事前歪み付与手段 2 で係数倍され、それを事前に歪ませることができる。

40

【 0 0 1 6 】

入力信号の振幅に依存する振幅補正係数は、測定手段 5 によって得られる振幅特性の逆数関数が発生できるので、容易に得られる。事前歪み付与手段 2 の振幅特性は、したがって、高周波パワー増幅器 3 の振幅特性の逆数であり、そのことは図 1 中に模式的に示されている。逆数関数は、メモリー中で入力値と出力値を交換することによって容易に発生できる。出力値に対する入力値のはっきりとした割り当てを達成するために、先ず振幅特性がサンプルされ、予め決めておいた補間点で平均が取られ、その後に補間が行われる。

50

位相補正係数は e^{-i} で、 θ は高周波パワー増幅器 3 の出力位相であり、それは入力信号の振幅の関数として測定手段 5 によって得られる。事前歪み付与手段 2 のデジタルな制御のかわりに、この制御は、もちろん、アナログ回路網によっても行うことができる。事前歪み付与手段 2 の事前歪み付与特性の自動発生の特長は、たとえば、もし高周波パワー増幅器 3 の動作温度が変化するとか、あるいは、もし高周波パワー増幅器 3 の特にアクティブな増幅素子の特性が経過年数のために変化する場合に必要となるように、自動バランスングを実行する能力、高周波パワー増幅器 3 のスタートアップにおいて比較的敏速に、時々刻々事前歪み付与特性を自動的に再調整する能力にある。

【 0 0 1 7 】

原理的には、有用信号は、これをバランスングモードにおけるバランスング信号として使うことができる。しかし、振幅変調単一搬送波あるいは狭帯域多搬送波のような特定のバランスング信号がより好都合に使われており、その場合には、上記信号のすべての搬送波が決められた位相状態、好ましくは同じ状態に保たれている。もし高周波パワー増幅器が、並列に接続された構造的に同一の複数のサブ増幅器モジュールからなるものであれば、サブ増幅器を 1 個だけバランスさせ、他のサブ増幅器 2 に対しては、事前歪み付与ユニットに事前歪み付与特性を与えるだけで十分である。

【 0 0 1 8 】

本発明をよりよく理解するために、また、本発明の機能を説明するために、図 2 から図 1 2 がいくつかのシミュレーションの結果を示しており、それらは実際の高周波パワー増幅器 3 で測定した結果によって証明されている。高周波パワー増幅器 3 のシミュレーションは図 1 3 に示されている等価回路にもとづいてなされた。入力信号源 3 0 の信号 $A(t)$ は抵抗回路網 R_i と R_1 を経て増幅素子 3 1 の入力へ供給される。キャパシター C_i を通して、出力から増幅要素 3 1 の入力へのバックフィードバックが起こる。高周波パワー増幅器 3 の出力回路網は π 形フィルタとして相互に接続されている 3 つの共振回路 3 2 , 3 3 および 3 4 からなっており、共振回路 3 2 と 3 4 は並列共振回路として構成されており、共振回路 3 3 は直列共振回路として構成されている。共振回路 3 2 から 3 3 はそれぞれそれらの中心周波数 f_{01p} , f_{0k} , f_{02p} および、それらの Q 値、 Q_{1p} , Q_k , Q_{2p} などによって特性付けられている。

【 0 0 1 9 】

図 2 は等化なしの高周波パワー増幅器 3、すなわち事前歪み付与手段を持たない高周波パワー増幅器 3 の制御特性を示している。入力パワーと出力パワーはそれぞれにスケールされている。図 3 は高周波パワー増幅器 3 の正規化された (normierte) 出力パワーの関数としての出力端における位相を示している。図 2 および図 3 に示したシミュレーション例の入力信号は振幅変調単一搬送波信号である。

制御特性が S 字形の曲線で、線形でないことが図 2 ではっきりと見てとれる。したがってかなりの歪みが生ずる。図 3 に示した位相特性は、出力位相が高周波パワー増幅器 3 の出力パワーにかなりの程度依存していることを示している。したがってかなりの位相歪みが発生する。

図 4 は全部で 8 つの有用搬送波を持つ多搬送波信号を示している。個々の搬送波は 4 P S K 変調されており、したがって、それぞれ 4 つの異なる位相状態を持つものと仮定している。図 4 に示す代表的な信号では、個々の搬送波には、以下のランダムな位相の分布が仮定されている。

【 0 0 2 0 】

【表 1】

10

20

30

40

周波数 MHz	位相
3 9 6	0
3 9 7	0
3 9 8	π
3 9 9	$1/2 \pi$
4 0 1	0
4 0 2	π
4 0 3	$1/2 \pi$
4 0 4	0

10

【 0 0 2 1 】

図 5 は等化なしの、すなわち入力信号に事前歪み付与を行っていない高周波パワー増幅器 3 の出力スペクトルを示している。

20

D A B や D V B システムに用いられている多搬送波信号は実際には 8 0 0 0 本にものぼる搬送波からなっているが、ここに行われたシミュレーションでは、ただの 8 本だけの搬送波を用いて本発明の基本的な機能を示している。図 5 に示した出力スペクトルにおいては、8 本の搬送周波数以外に、予想されるようにノイズスペクトルが発生しており、そのノイズスペクトルは有用信号に比して約 1 8 d B のショルダー余裕を持っているに過ぎないことが示されている。このような小さいショルダー余裕は実用的には全く不十分である。図 6 は付随する制御特性を示しており、また、図 7 は付随する位相特性を示している。制御特性が大きな非線形性を含んでいることや出力位相がかなりの程度出力パワーに依存していることもここに示されている。

30

図 8 は図 4 に示された多搬送波信号の入力包絡曲線を示しており、この曲線は等化されておらず、参照番号 4 0 で示されている。番号 4 1 は本発明によって振幅に事前に歪みを付与された入力信号の入力包絡曲線に付けられている。図 9 に示された高周波パワー増幅器 3 の出力スペクトルでは、有用信号とノイズスペクトルの間の 3 6 d B ものかなり拡大されたショルダー余裕が現れている。図 1 0 に見られるように、事前歪み付与によって、制御特性は図 6 に比べてかなりよく線形化されている。

【 0 0 2 2 】

図 1 1 は、振幅事前歪み付与に付け加えて、位相事前歪み付与が行われたときの高周波パワー増幅器 3 の出力スペクトルを示している。有用信号とノイズスペクトルの間のショルダー余裕はほぼ 4 0 d B にも拡大されている。図 1 2 に示した位相特性は付随する出力位相を描いており、それは平均でほぼゼロで、等化なしの高周波パワー増幅器 3 に対する図 7 の位相特性よりもかなり少ないパワー依存変化を示している。

40

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の測定手段と本発明の等化手段のブロック結線図、

【図 2】 等化なし 高周波パワー増幅器の制御特性、

【図 3】 等化なし 高周波パワー増幅器の位相特性、

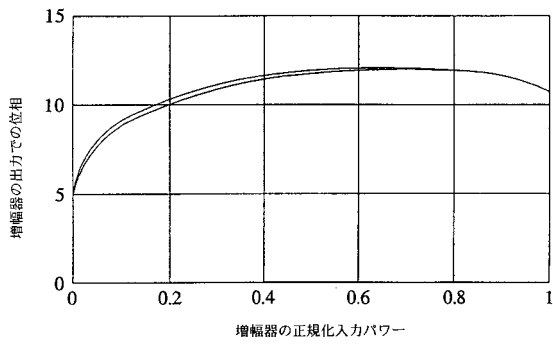
【図 4】 等化なし 高周波パワー増幅器の多搬送波入力信号、

【図 5】 図 4 に示された多搬送波入力信号を与えられた、等化なし 高周波パワー増幅器の出力周波数スペクトル、

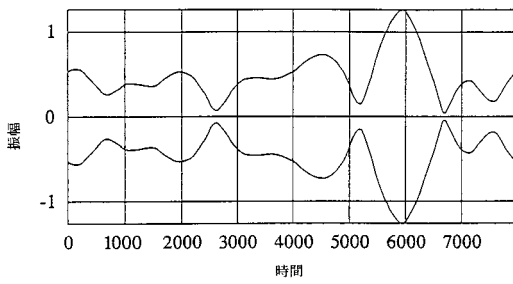
【図 6】 図 4 に示された多搬送波入力信号を与えられた、等化なし 高周波パワー増幅

50

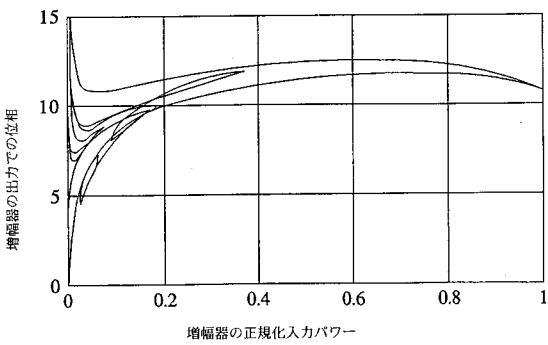
【図 3】



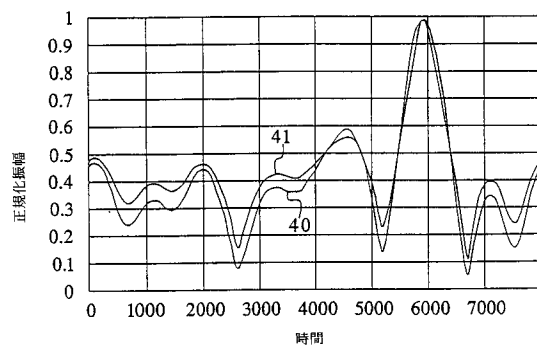
【図 4】



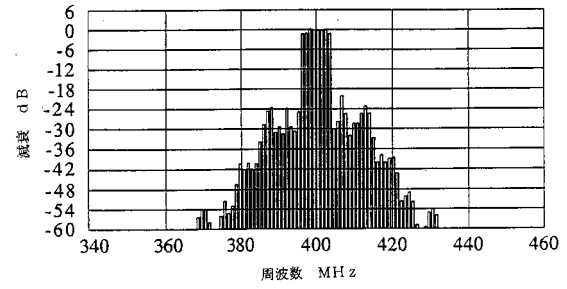
【図 7】



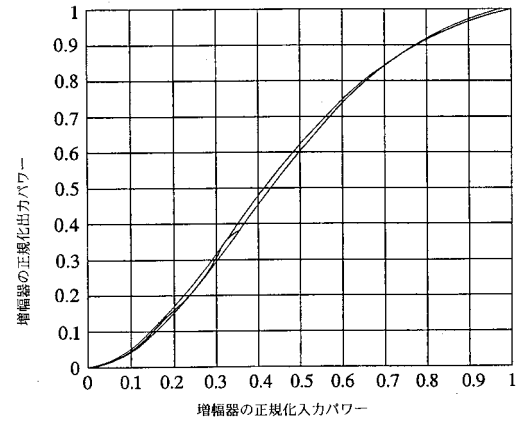
【図 8】



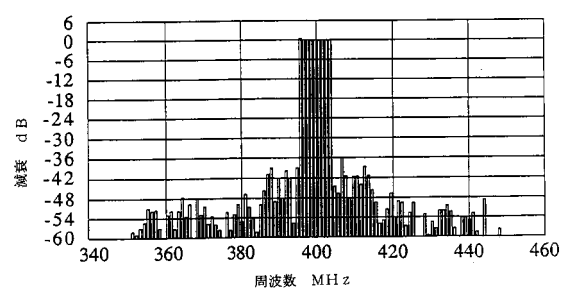
【図 5】



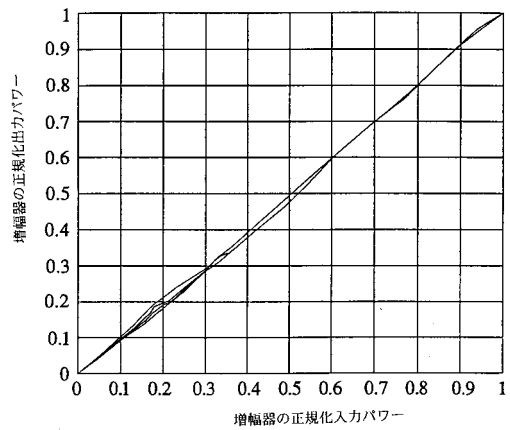
【図 6】



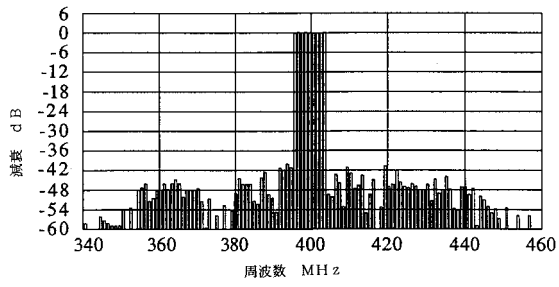
【図 9】



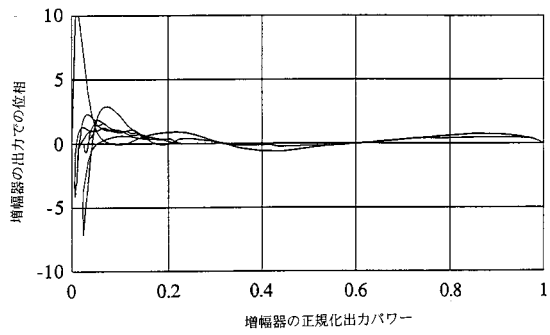
【図 10】



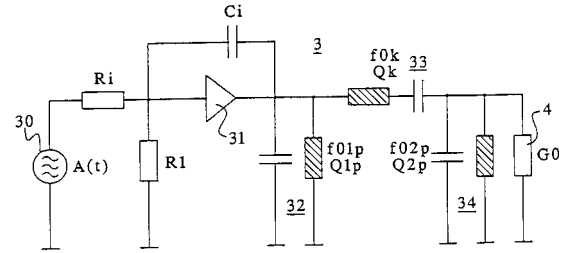
【図 1 1】



【図 1 2】



【図 1 3】



フロントページの続き

- (74)代理人 100098280
弁理士 石野 正弘
- (74)代理人 100125874
弁理士 川端 純市
- (74)代理人 100062926
弁理士 東島 隆治
- (72)発明者 バウエル, ヘルムート
ドイツ連邦共和国, ベヤルン, クロステルベク 24

審査官 野元 久道

- (56)参考文献 特表平04-504345(JP, A)
特開昭62-283729(JP, A)
実開平06-078875(JP, U)
特開昭62-139425(JP, A)
特公平04-073652(JP, B2)
特開平10-132883(JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H03F 1/32
G01R 23/20